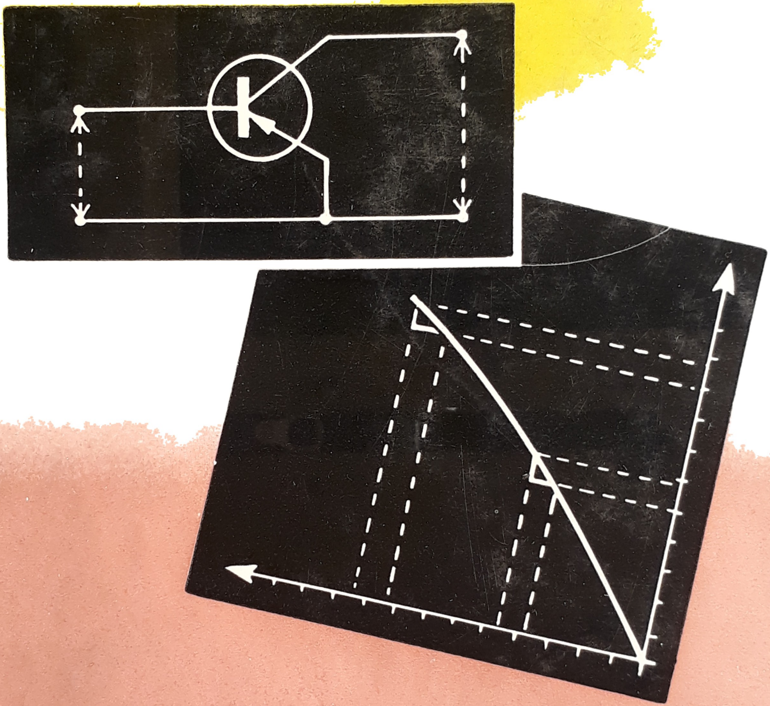
G. FONTAINE



# LOS TRANSISTORES EN AUDIOFRECUENCIA

BIBLIOTECA TECNICA PHILIPS

En este libro el autor examina sistemáticamente y de forma exhaustiva las aplicaciones de los transistores en los amplificadores de audiofrecuencia.

De modo general, el lector aprende cómo realizar un amplificador de audiofrecuencia con la ayuda de las características eléctricas dadas por los fabricantes de los transistores.

Desde el punto de vista didáctico, las figuras se han impreso en varios colores, colocándose frente al texto correspondiente, al mismo tiempo que se aplican con ayuda de fórmulas muy sencillas.

El libro es un manual de enseñanza ideal, tanto en las escuelas técnicas como para los autodidactas.

Esta nueva obra de G. Fontaine incrementará la cantidad de usuarios de los transistores más aún que lo hizo la aparición de «Diodos y transistores», del mismo autor.

"EL ATENEO"

40$^{50}$

# LOS TRANSISTORES EN AUDIOFRECUENCIA

Víctor 71

# LOS TRANSISTORES EN AUDIOFRECUENCIA

G. FONTAINE

1968
MADRID

BIBLIOTECA TECNICA PHILIPS

Traducido por
JOSE VAZQUEZ DE ABARRATEGUI
y
EUGENIO ZAPARDIEL SANCHEZ MONCAYO

NOTA DEL EDITOR:
Este libro se ha publicado también en alemán,
inglés, francés y holandés.
C.D.U. N.º 621.382.3.029.4

© N. V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN,
EINDHOVEN (HOLANDA)

Editado por

PARANINFO

Meléndez Valdés, 14 y 65. - MADRID (15) (España)

Todos los derechos de reproducción, traducción y adaptación,
reservados para todos los países.

Los informes contenidos en este libro no implican ninguna
renuncia por parte de PHILIPS a los derechos sobre
patentes y temas tratados en el mismo.

La reproducción total o parcial de los textos, grabados, dibujos
y fotografías de la presente obra está rigurosamente
prohibido y será perseguido por la Ley.

Depósito Legal: Z. 374.-1967

IMPRESO EN ESPAÑA COMETA, S. A. - LEÓN XIII, 24 1968 ZARAGOZA

# PREFACIO

*La técnica de los semiconductores es muy particular y aparte de su novedad, se caracteriza simplemente por una evolución muy rápida y con frecuencia difícil de seguir por los Ingenieros y Técnicos que trabajan desde hace años en la industria en general. Por otra parte, gracias a estos semiconductores, la aplicación de la Electrónica en campos en los que esta disciplina no parecía tener aplicaciones, exige diferentes especialistas de estas materias, una labor de adaptación y de reconversión hacia estas nuevas técnicas.*

*Han sido publicadas numerosas obras a este respecto. Con una preocupación legítima de hacer frente a necesidades inmediatas han sido a menudo orientadas hacia una iniciación demasiado rápida, seguida en cambio, a título de ejemplo, de estudios demasiados precisos de ciertos circuitos.*

*El autor ha creído que sería útil presentar un estudio sistemático de los principios fundamentales que conciernen a los grandes campos de utilización de los semiconductores, principalmente dirigido a aquellos que deban enseñar esta nueva técnica, no solamente a los futuros ingenieros y técnicos, sino sobre todo a los que ejercen en campos por lo demás diferentes.*

*Su primera obra trata pues, de manera muy completa, los diferentes datos indispensables para la elaboración de proyectos de utilización de los transistores en audiofrecuencia, haciendo uso sólo de nociones matemáticas al alcance de todos los técnicos.*

*Este libro, como los que le seguirán, ha sido redactado conforme a las experiencias que el autor ha podido recoger gracias a los numerosos cursos y conferencias, a que ha asistido en diferentes medios científicos y técnicos. Los problemas son tratados de forma que permitan una fácil comprensión de los fenómenos añadiendo todas las explicaciones que puedan ser útiles.*

*Además, los diversos procesos de establecimiento de circuitos desarrollados al final de cada capítulo, hacen que el conjunto de esta obra constituya un útil de trabajo muy valioso para todos los que ejercen su actividad en el campo de la audiofrecuencia: el cálculo de un paso o de una cadena de amplificación equipada con transistores será bastante simplificado.*

*J. BONFILS*
Ingeniero Radio ESE
Director Comercial de la División
Componentes Electrónicos de la Radiotechnique

# PROPOSITO

La penetración cada vez más profunda de la electrónica en los diferentes campos industriales, se debe especialmente a la aparición de los semiconductores y a su evolución.

Los ingenieros y técnicos, cualquiera que sea la especialidad que ejercen o que tratan de estudiar, están cada vez más obligados a iniciarse en esta nueva técnica.

Esta iniciación se puede dividir en tres grandes capítulos.

— Transistores en audiofrecuencia

— Transistores en radiofrecuencia

— Transistores en conmutación.

El objeto de la presenta obra es tratar de manera muy profunda, los principios de utilización de los transistores en audiofrecuencia.

No se trata, sin embargo, de dar una serie de esquemas relativos a la realización de amplificadores, sino de explicar detalladamente los diversos parámetros y características dadas por el fabricante, desarrollando los diferentes métodos de establecimiento de un proyecto de un amplificador de audiofrecuencia.

A pesar del aspecto cuantitativo de ciertas demostraciones, los cálculos están siempre al alcance del lector; además, aquel fenómeno que presenta un interés particular, está subrayado por la búsqueda de explicaciones físicas que facilitan considerablemente la comprensión.

Los métodos de razonamiento desarrollados en régimen de señales débiles, son variados y relativamente precisos; en cambio, el estudio de un amplificador que funciona en régimen de señales fuertes, se halla limitado a la utilización de redes de características. Es conveniente acostumbrarse a esta distinción, sabiendo que será siempre necesaria en radiofrecuencia y en conmutación.

En el primer capítulo, se ha dado una importancia particular a los gráficos de concentraciones. Estas nociones relativamente nuevas, presentan la ventaja de facilitar la puesta en evidencia de elementos estáticos (formas características) y de elementos dinámicos (efecto Early, por ejemplo).

Estos gráficos servirán además, para expresar cualitativamente los efectos capacitativos propios de los semiconductores; efectos cuya importancia será demostrada en libros que traten del empleo de los transistores en radiofrecuencia y en conmutación.

# PROPOSITO

Esta obra ha sido concebida dentro de un conjunto más amplio y ha beneficiado en consecuencia, numerosos concursos y oposiciones.

El autor expresa su reconocimiento a los diferentes auditores (Profesores, Ingenieros, Técnicos) que han contribuido mediante su presencia activa y sus intervenciones en cursos y conferencias a la realización de un libro técnico cuyo mayor interés queda a la pedagogía.

G. FONTAINE

# INDICE DE MATERIAS

## PRIMERA PARTE

Págs.

1. GRAFICOS DE CONCENTRACION ... 17
   - 1.1. Germanio puro o intrínseco ... 18
     - Acción de la temperatura ... 18
   - 1.2. Germanio N ... 21
     - Acción de la temperatura ... 21
   - 1.3. Germanio tipo P ... 22
     - Acción de la temperatura ... 22
   - 1.4. Unión ... 25
     - Unión pasante ... 26
     - Incidencia del valor de la tensión sobre el valor de la corriente ... 26
     - Interpretación de los gráficos de concentración ... 29
     - Unión en bloque ... 30
   - 1.5. Diodos ... 33
     - Diodo polarizado en sentido directo ... 33
     - Diodo polarizado en sentido inverso ... 34
     - Esquema estático equivalente del diodo ... 37
   - 1.6. Efecto transistor ... 37
     - Disminución del espesor de la región central ... 38
     - Reducción del porcentaje de impurezas en la base ... 41
     - Ensanche de la unión base-colector ... 41
     - Esquema equivalente ... 42
   - 1.7. Regímenes de funcionamiento de un transistor ... 42
     - El transistor en régimen de corte ... 42
     - El transistor en régimen normal ... 46
     - El transistor en régimen inverso ... 54
     - El transistor en régimen de saturación ... 57
     - Esquemas estáticos equivalentes ... 62
   - 1.8. Ilustración de los diversos regímenes de funcionamiento con la ayuda de las características ... 62
     - Régimen de corte ... 65
     - Régimen normal ... 65
     - Régimen de saturación ... 66
     - Régimen inverso ... 69

1.9. Efecto Early ... 70
- Apéndice ... 73
- Escala lineal y escala logarítmica ... 73
- 1) Función lineal ... 73
- 2) Función logarítmica ... 73
- Representación de una función logarítmica sobre un sistema de ejes de graduaciones lineales ... 74
- Utilización de esta transposición en el caso de un transistor ... 78

## SEGUNDA PARTE

EL TRANSISTOR EN REGIMEN DE AUDIOFRECUENCIA ... 79
- Generalidades ... 80

2. EL TRANSISTOR EN REGIMEN DE SEÑALES DEBILES ... 83

2.1. Parámetros ... 84
- Parámetros $z$ ... 84
  - Definición de $z_{11}$. Definición de $z_{12}$. Definición de $z_{21}$. Definición de $z_{22}$. Utilización de los parámetros $z$.
- Aplicación de la teoría de los cuadripolos en el cuadro de los parámetros y en los circuitos ... 103
- El transistor en forma de cuadripolo ... 103
  - Definición del parámetro $z_{11}$. Definición del parámetro $z_{12}$. Definición del parámetro $z_{21}$. Definición del parámetro $z_{22}$.
- Cuadripolo "resistencia serie" ... 116
  - Definición del parámetro $r_{11}$. Definición del parámetro $r_{12}$ Definición del parámetro $r_{21}$. Definición del parámetro $r_{22}$
- Ejemplo de cálculo de un proyecto en aplicación de la teoría de los cuadripolos ... 120
  - El cuadripolo resistencia paralelo; el cuadripolo transformador
- Parámetros $y$ ... 128
  - Definición de $y_{11}$. Definición de $y_{12}$. Definición de $y_{21}$. Definición de $y_{22}$. Utilización de los parámetros $y$
- Adaptación de la teoría de cuadripolos a los circuitos, con relación a los parámetros $y$ ... 139
  - Circuito de base común. Circuito de emisor común. Circuito de colector común
- Aplicación de la teoría de cuadripolos a otros circuitos ... 147
  - El cuadripolo "resistencia serie". El cuadripolo "resistencia paralelo". El cuadripolo transformador
- Parámetros $h$ ... 151

Definición del parámetro $h_{11}$. Definición del parámetro $h_{12}$. Definición del parámetro $h_{21}$. Definición del parámetro $h_{22}$. Utilización de los parámetros *h*
Aplicación de la teoría de cuadripolos a los circuitos con relación a los parámetros *h* ... ... ... ... ... ... ... ... ... 156
Circuito de base común. Circuito de emisor común. Circuito de colector común. El cuadripolo "resistencia serie". El cuadripolo "resistencia paralelo". El cuadripolo "transformador"
Parámetros *g* ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 163
2.2. Elección y utilización de los parámetros ... ... ... ... ... ... 164
Parámetros *z* o *r* ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 164
Parámetros *y* ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 167
Parámetros *h* ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 167
Utilización combinada de los diversos parámetros ... ... 168
2.3. Ganancia de corriente ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 176
2.4. Ganancia de tensión ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 176
2.5. Ganancia de potencia ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 176
2.6. Impedancia de entrada ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 176
2.7. Impedancia de salida ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 176
Conexión iterativa ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 184
Condiciones de carga seudo-iterativa ... ... ... ... ... ... 184
Resolución de varios cuadripolos en cascada ... ... ... ... 187
2.8. Influencia de la corriente del colector y de la tensión colector-emisor, sobre el valor de los parámetros ... ... 188

3. ESQUEMAS EQUIVALENTES ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 191

3.1. Principio de utilización de los esquemas equivalentes en la asociación de circuitos ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 196
Cálculo de la ganancia de corriente ... ... ... ... ... ... ... 199
Cálculo de la resistencia de entrada ... ... ... ... ... ... ... 199
Cálculo de la resistencia de salida ... ... ... ... ... ... ... 200
3.2. Elección del circuito ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 204
Circuito de base común ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 204
Circuito de emisor común ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 207
Circuito de colector común ... ... ... ... ... ... ... ... ... 208
3.3. Elección del sistema de acoplo ... ... ... ... ... ... ... ... 211
Acoplo RC ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 212
Acoplo por transformador ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 219
3.4. Elección de circuitos de estabilización y de polarización ... 223
Cálculo del factor de estabilidad ... ... ... ... ... ... ... ... 224
3.5. Elección del punto de reposo ... ... ... ... ... ... ... ... ... 232
Consideraciones generales ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 232
Determinación práctica de los circuitos de estabilización y de polarización ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 232

3.6. Ruido de un transistor ... 236
Orígenes físicos del ruido ... 236
Definición del ruido ... 236
Variaciones del factor de ruido ... 239
3.7. Proceso de establecimiento de un proyecto de amplificador equipado con transistores ... 240

4. EL TRANSISTOR EN REGIMEN DE SEÑALES FUERTES ... 247

4.1. Pasos simples ... 252
4.2. Paso simple en clase A ... 252
4.3. Rendimiento de un paso simple en clase A ... 260
4.4. Distorsión ... 264
4.5. Paso amplificador en clase A deslizante ... 280
Caso de una carga por primario de transformador ... 280
Caso de una carga resistiva ... 284
Algunas consideraciones prácticas referentes a la realización de pasos de salida ... 287
4.6. Proceso de establecimiento de un paso en clase A fijo ... 295

5. PASOS SIMETRICOS ... 307

5.1. Paso en contrafase ... 307
5.2. Paso en contrafase clase B ... 307
Paso amplificador polarizado en clase B ... 307
Rendimiento de un paso en contrafase clase B ... 315
Resolución gráfica en contrafase clase B ... 316
Determinación gráfica de los porcentajes de armónicos ... 319
Definición de los parámetros dinámicos ... 320
Contrafase clase AB ... 331
Contrafase clase A ... 332
5.3. Proceso de establecimiento de un paso en contrafase ... 335
5.4. Paso en contrafase sin transformador de salida ... 343
Principios generales ... 343
Explicación simplificada del funcionamiento ... 344
Resolución gráfica del paso simétrico sin transformador de salida ... 347
5.5. Paso en contrafase complementario ... 348
Potencia máxima disponible a la salida del paso ... 351
Potencia suministrada por la batería ... 352
Potencia disipada en el colector ... 352
5.6. Contrarreacción ... 359
5.7. Comportamiento térmico, problemas de enfriamiento (refrigeración) de los transistores de potencia ... 363

Puesta en evidencia de la resistencia térmica ... ... ... ... 367
Transistores de débil potencia ... ... ... ... ... ... ... ... 368
Transistor de potencia ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 371
5.8. Cálculo de las placas de refrigeración ... ... ... ... ... ... 372
Proceso de cálculo de un radiador ... ... ... ... ... ... ... 376

6. CIRCUITOS COMPLEMENTARIOS EN AUDIOFRECUENCIA ... ... ... ... 380

6.1. Pasos desfasadores ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 380
Transformadores ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... 380
Circuito desfasador utilizando dos transistores ... ... ... 387
6.2. Circuitos de corrección de frecuencia ... ... ... ... ... ... 388
6.3. Circuitos de regulación de volumen ... ... ... ... ... ... ... 395

# PRIMERA PARTE

# GRAFICOS DE CONCENTRACION

CAPITULO 1

# GRAFICOS DE CONCENTRACION

El estudio del comportamiento de los diodos y transistores ante los impulsos necesita, para la explicación cualitativa de los fenómenos, la utilización de los llamados gráficos de concentración. En primer lugar vamos a establecer estos gráficos para los elementos básicos empleados en la fabricación de una unión o un grupo de uniones.

## 1.1. Germanio puro o intrínseco

En el monocristal formado por germanio purificado, la temperatura provoca vibraciones moleculares; éstas se traducen en la aparición de electrones libres (representados por huecos) y, en consecuencia, enlaces rotos. El número de electrones libres y el de huecos móviles son en permanencia iguales.

En el gráfico, tracemos la densidad de electrones libres en ordenadas y la distancia en abscisas (fig. 1); para una temperatura dada el número de electrones libres es constante, cualquiera que sea la zona del material considerada, y el gráfico correspondiente es lineal. Representamos por una recta la concentración de electrones libres en el interior de ese bloque de germanio.

En el segundo gráfico se puede representar la concentración de huecos móviles; siendo estos últimos consecuencia de la liberación de electrones de enlace, su número es idéntico al de electrones libres. La concentración de huecos móviles es también lineal.

La representación en un solo gráfico de las dos curvas antes obtenidas demuestra que las concentraciones de electrones libres y huecos móviles se superponen exactamente (fig. 3).

### *Acción de la temperatura*

Una elevación de la temperatura provoca un aumento de la amplitud de las vibraciones moleculares, lo que se traduce en un mayor número de roturas de enlaces.

Una elevación de temperatura entraña un traslado simultáneo de los dos gráficos de concentraciones de electrones libres y huecos móviles hacia un aumento del número de estos portadores (fig. 4). A cada temperatura le corresponde realmente una posición bien definida de los gráficos de concentración; esta posición determina la densidad de los portadores móviles en el interior del bloque de germanio considerado.

Un desplazamiento de estos gráficos va acompañado siempre de una variación de la resistividad del germanio; tomemos, por ejemplo, una elevación de temperatura: el aumento del número de portadores que circulan se traduce en realidad por una disminución de la resistividad.

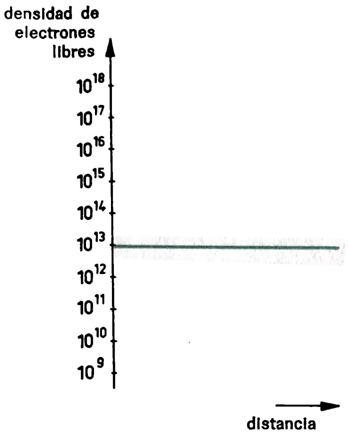


Fig. 1

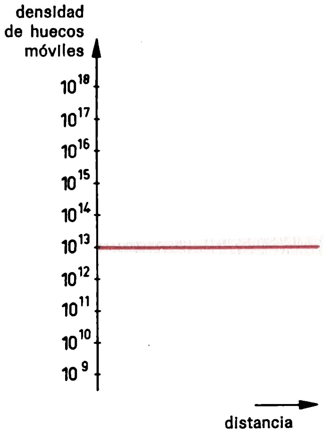


Fig. 2

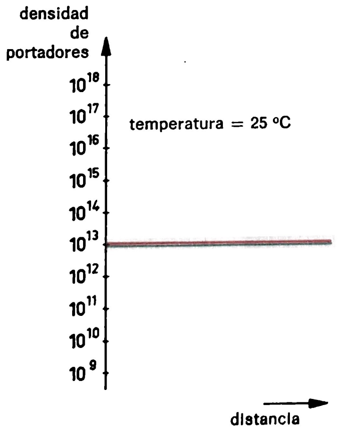


Fig. 3

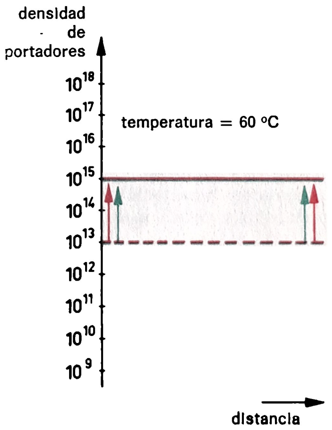


Fig. 4

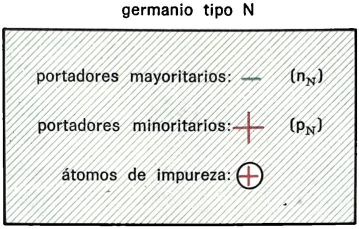

germanio tipo N
portadores mayoritarios: — ($n_N$)
portadores minoritarios: + ($p_N$)
átomos de impureza: ⊕

Fig. 5

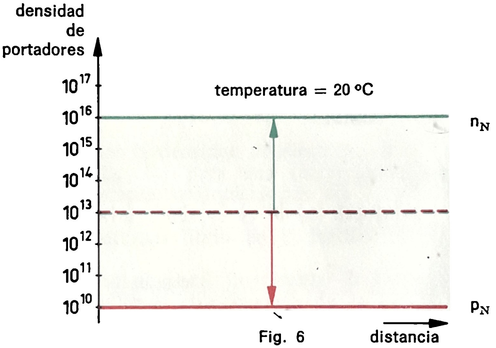


Fig. 6

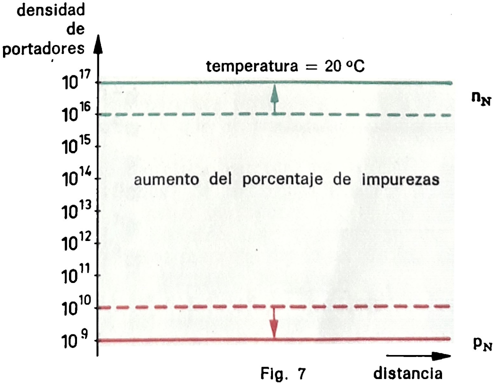


Fig. 7

## 1.2. Germanio de tipo N

La inyección de átomos de impurezas pentavalentes (arsénico, antimonio) en el interior de un bloque de germanio intrínseco, provoca un aumento de electrones libres y simultáneamente una disminución de la concentración de huecos móviles (fig. 5).

Este fenómeno se explica de la siguiente manera: en la temperatura ambiente, cada átomo de impurezas inyectado en el interior del cristal de germanio ha perdido su quinto electrón de valencia; este último, sobrante, no formaba ningún enlace con un átomo de germanio. Si se representan las concentraciones de huecos móviles y de electrones libres en el interior de un bloque de germanio intrínseco (fig. 6) y se tiene en cuenta el aumento del número de electrones libres provocados por la presencia de átomos de impurezas, el gráfico de concentración de electrones libres se desplaza hacia lo alto y el gráfico de concentración de huecos móviles, hacia abajo. Efectivamente, el aumento del número de electrones libres se traduce en un mayor número de recombinaciones, provocando de esta forma una disminución del número de huecos móviles.

Los electrones libres definen los portadores mayoritarios, mientras que los huecos móviles serán llamados portadores minoritarios. La representación simultánea de las concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios es posible solamente en el caso de que el eje esté graduado en escala logarítmica. Es interesante observar la incidencia del porcentaje de impurezas sobre la posición de estos gráficos; un aumento del número de átomos de impurezas provoca un aumento de la concentración de portadores mayoritarios y una disminución de la concentración de portadores minoritarios.

Si $n_i$ y $p_i$ son respectivamente las concentraciones de electrones libres y de huecos móviles en el interior de un bloque de germanio intrínseco y $n_N$ y $p_N$ las del interior de un bloque de germanio tipo N, se puede escribir:

$$n_N \cdot p_N = n_i \cdot p_i = K \text{ (para una temperatura dada).}$$

Un aumento de $n_N$ en esta relación provoca inmediatamente una disminución de $p_N$ (fig. 7).

*Acción de la temperatura*

En la temperatura ambiente, todos los átomos de impurezas han perdido su quinto electrón de valencia; una elevación de temperatura provoca un aumento del número de rupturas de enlaces, lo que trae como consecuencia un aumento del número de portadores minoritarios.

En estos gráficos, el eje de ordenadas está graduado en escala logarítmica; una misma variación absoluta del número de portadores minoritarios y mayoritarios no puede originar un mismo desplazamiento de los dos gráficos de concentración; el aumento del número de portadores mayoritarios (electrones libres) es proporcionalmente despreciable. Una elevación de temperatura no se traduce gráficamente más que por un aumento de la concentración de portadores minoritarios (fig. 8).

## 1.3. Germanio de tipo P

La difusión de átomos de impurezas trivalentes (indio, aluminio) en el interior de un bloque de germanio intrínseco provoca un aumento del número de huecos móviles y simultáneamente una disminución del número de electrones libres (fig. 9). Cada átomo de impureza no puede asegurar más que tres enlaces con los átomos de germanio; en la temperatura ambiente cada uno de estos átomos asegura su cuarto enlace en perjuicio de otro ya existente entre dos átomos de germanio. Los huecos provocados de esta forma no son consecuencia de la liberación de electrones, fenómeno que explica el aumento del número de huecos libres. Al hacerse mayores las posibilidades de recombinación, la densidad de electrones libres disminuye (fig. 10).

En estas condiciones, los huecos móviles se convierten en portadores mayoritarios, y los electrones libres, en minoritarios. Es interesante observar que para una temperatura dada su producto es igual a una constante, definida por el producto de las densidades de electrones libres y huecos móviles en el interior de un bloque de germanio intrínseco.

$$n_p \cdot p_p = n_i \cdot p_i \text{ (para una temperatura dada),}$$

donde $n_p$ y $p_p$ definen respectivamente el número de electrones libres y de huecos móviles, por unidad de volumen, en un bloque de germanio de tipo P.

### *Acción de la temperatura*

En la temperatura ambiente, todos los átomos de impurezas han establecido su cuarto enlace con otro de germanio. Una elevación de esta temperatura acentúa las vibraciones moleculares; las rupturas de enlaces entre átomos de germanio aumentan, produciéndose un crecimiento simultáneo de las concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios.

Teniendo en cuenta las escalas utilizadas, el aumento de la concentración de portadores mayoritarios es proporcionalmente despreciable; una elevación de la temperatura ambiente se traduce únicamente en una traslación del gráfico de concentración de portadores minoritarios hacia un aumento del número de estos portadores.

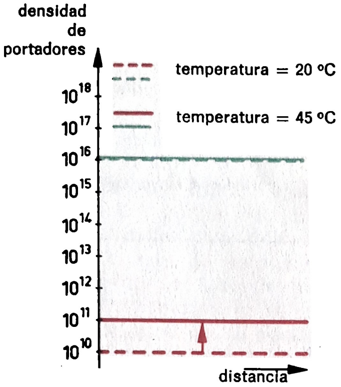


Fig. 8

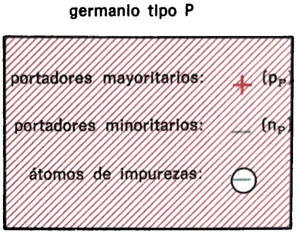

germanio tipo P
portadores mayoritarios: + ($p_P$
portadores minoritarios: — ($n_P$
átomos de impurezas: ⊖

Fig. 9

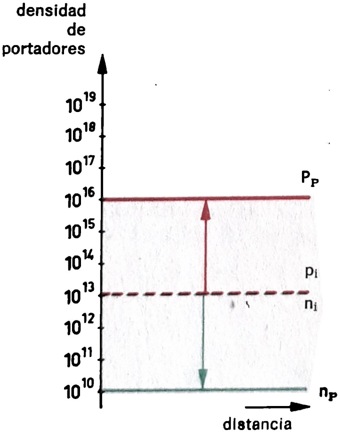


Fig. 10

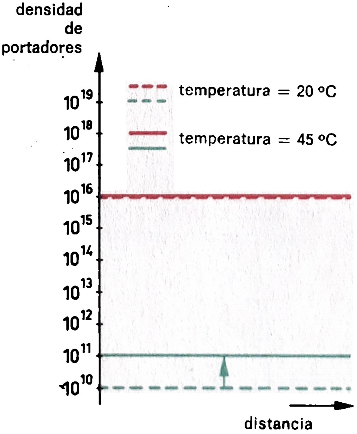


Fig. 11

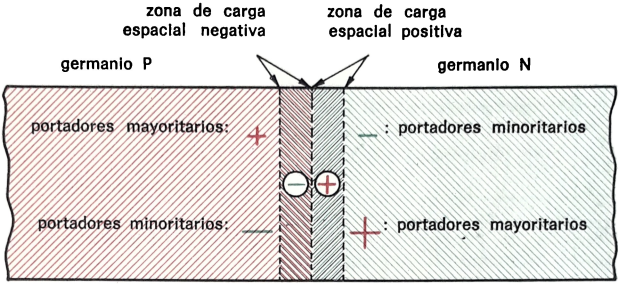

zona de carga
espacial negativa
zona de carga
espacial positiva
germanio P
germanio N
portadores mayoritarios: +
— : portadores minoritarios
⊖ ⊕
portadores minoritarios: —
+ : portadores mayoritarios

Fig. 12

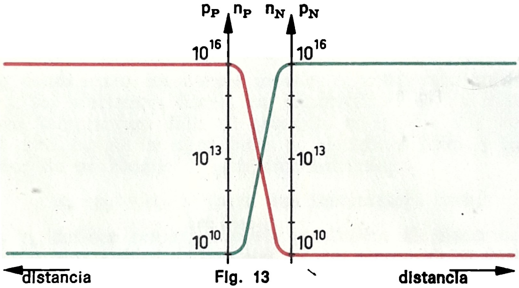


Fig. 13

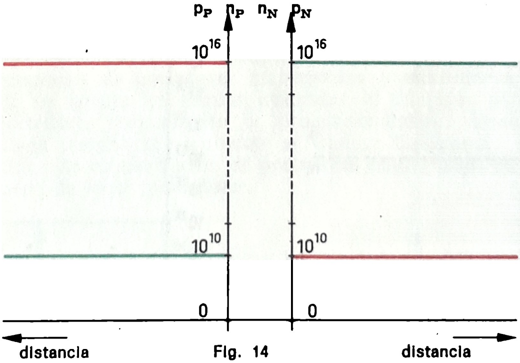


Fig. 14

## 1.4. Unión

Consideremos un monocristal constituido por dos zonas de germanio de tipo diferente: del tipo P en la región izquierda, y del tipo N en la derecha (fig. 12); la unión así obtenida está prácticamente realizada por la difusión térmica de una bolita de indio en un bloque de germanio de tipo N.

Supongamos iguales porcentajes de impurezas en estas dos regiones; en estas condiciones se puede representar los gráficos de concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios a ambos lados de una zona de separación virtual (fig. 13).

En realidad, esta frontera está definida por una barrera de potencial cuyo origen se explica por la difusión de los portadores mayoritarios a los dos lados de la zona de transición. La evacuación de los portadores en las dos regiones de la zona de transición es el origen de dos zonas de carga espacial: una positiva al lado del germanio de tipo N y otra negativa al lado del de tipo P. Rápidamente se establece un estado de equilibrio por la tendencia a la difusión de los portadores mayoritarios y el paso de los minoritarios en el otro sentido.

En ausencia de polarización exterior, este estado de equilibrio corresponde a un cierto espesor de la barrera; las concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios no sufren ninguna influencia a los lados de esta barrera.

En consecuencia, los gráficos de concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios se pueden representar por dos gráficos: uno (a la izquierda) en el que figuran las concentraciones en un bloque de germanio de tipo P; otro (a la derecha) con las concentraciones en un bloque de germanio de tipo N; estos dos gráficos están unidos por una zona de transición, en la cual las concentraciones de huecos móviles y electrones libres son continuamente crecientes o decrecientes según el sentido de observación.

Con el fin de poder representar en la misma figura las concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios, los ejes de ordenadas están graduados en escala logarítmica; si quisiéramos representar estos gráficos en escala lineal, sería indispensable desplazar mucho las concentraciones de portadores mayoritarios en relación con los minoritarios, a menos de provocar una discontinuidad en los ejes de ordenadas y graduar cada parte en función de la densidad de los portadores mayoritarios y minoritarios (figura 14).

## UNION "DE PASO"

Una unión se llama "de paso" cuando está polarizada en sentido directo; en estas condiciones, el polo negativo de la batería está unida al germanio de tipo N, y el polo positivo, al germanio de tipo P.

El campo eléctrico provocado por esta batería en el interior de la barrera se opone al campo de causa interna debido a la presencia de las dos zonas de carga espacial, el espesor de la barrera disminuye y, en consecuencia, los portadores mayoritarios se difunden a través de esta última, explicando de esta forma el paso de una corriente por el circuito exterior.

### *Influencia del valor de la tensión sobre el de la corriente*

Podemos trazar la característica corriente/tensión ($I = f(V_j)$) de esta unión (fig. 16).

El valor de la corriente depende en realidad del número de portadores que atraviesan la barrera, que está limitado por el espesor de la zona de transición. Un aumento de la tensión exterior provoca un estrechamiento de la barrera y simultáneamente un aumento de corriente en el circuito exterior.

Con valores débiles de la tensión aplicada, la barrera es relativamente ancha, el número de los portadores que la atraviesan disminuye y la difusión de los portadores se hace cada vez más densa, fenómeno que explica la forma curva de la característica.

Con tensiones grandes la barrera se hace extremadamente delgada y por el circuito pasa entonces una corriente muy importante.

Es muy interesante observar el influjo de esta polarización en sentido directo sobre el comportamiento de los gráficos de concentración; una disminución del espesor de la barrera provoca un aumento logarítmico del número de portadores mayoritarios que se difunden a ambos lados de la zona de transición. Estos portadores se convierten en minoritarios en la otra región y aumentan las concentraciones correspondientes en los bordes de la barrera (fig. 17).

El aumento de las concentraciones de portadores minoritarios a los lados de la barrera define la variación de corriente que pasa por el circuito exterior; el aspecto de la característica corriente/tensión de una unión polarizada en sentido directo se deduce fácilmente del estudio del comportamiento de los gráficos de concentración de portadores minoritarios, en función de los diferentes valores de la tensión aplicada a la unión.

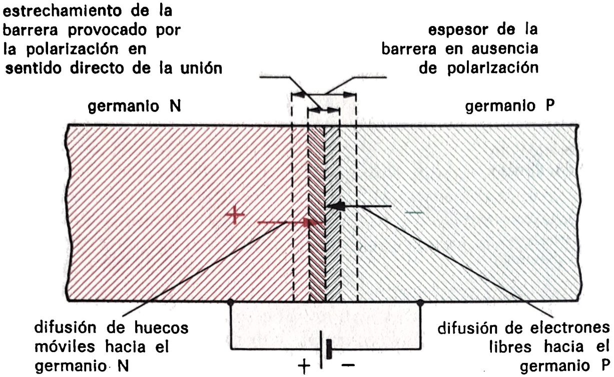
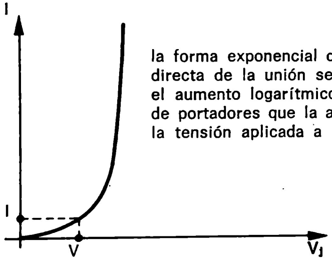

estrechamiento de la barrera provocado por la polarización en sentido directo de la unión
espesor de la barrera en ausencia de polarización
germanio N
germanio P
+
−
difusión de huecos móviles hacia el germanio N
difusión de electrones libres hacia el germanio P
+
−

Fig. 15



la forma exponencial de la característica directa de la unión se explica por el aumento logarítmico del número de portadores que la atraviesan cuando la tensión aplicada a sus bornes aumenta.

Fig. 16

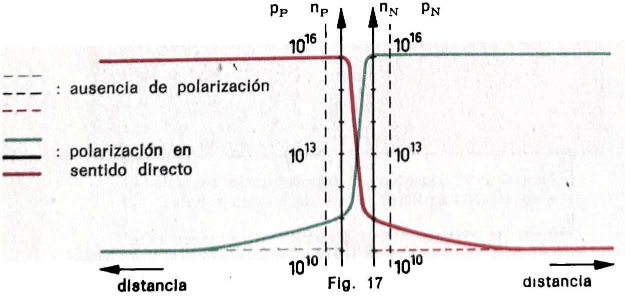


Fig. 17

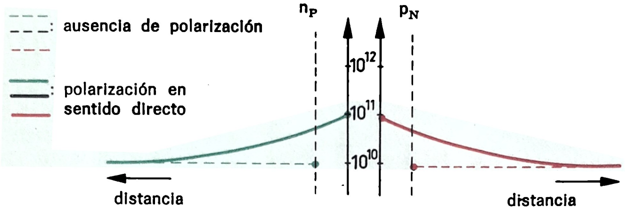
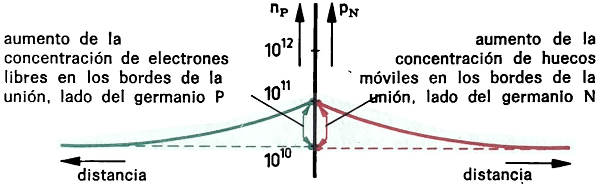


Fig. 18


aumento de la concentración de electrones libres en los bordes de la unión, lado del germanio P

aumento de la concentración de huecos móviles en los bordes de la unión, lado del germanio N

Fig. 19

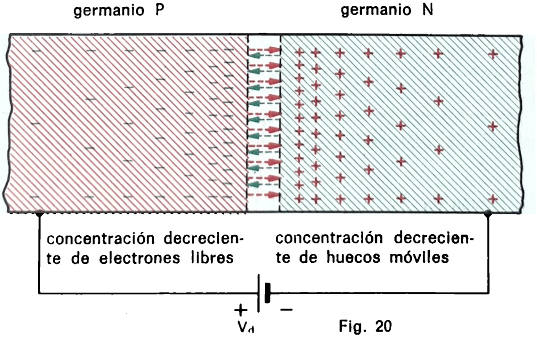

germanio P
germanio N
concentración decreciente de electrones libres
concentración decreciente de huecos móviles
+
$V_d$
−

Fig. 20

*Interpretación de los gráficos de concentración*

El aumento de las concentraciones de portadores minoritarios a los lados de la barrera (fig. 18) no va acompañado gráficamente de una disminución de las concentraciones de portadores mayoritarios. Por tanto, el comportamiento de la unión está definido por el desplazamiento de los gráficos de concentración de portadores minoritarios.

El espesor de la barrera no interviene más que en el nivel de nuevas concentraciones en los bordes de la zona de transición; para facilitar las explicaciones no representaremos el espesor de la barrera, sabiendo que una variación de portadores minoritarios es consecuencia de una modificación del espesor de esta barrera (fig. 19).

La polarización directa de una unión corresponde a un desplazamiento más o menos importante de los gráficos de concentración de portadores minoritarios en los bordes de la zona de transición, estando representada esta última por una recta.

La interpretación de estos gráficos facilita el trazado de la característica corriente/tensión de la unión.

En los bordes de la barrera los niveles de concentración de portadores minoritarios indican el número de portadores que la atraviesan por $cm^3$; se puede despreciar todo efecto de recombinación en estas dos regiones, localizadas en la fig. 19 por el trazo que representa el espesor de la barrera.

Tomemos como ejemplo para los gráficos de concentración el estado de polarización correspondiente a las posiciones indicadas en esta figura. Los niveles de concentración de portadores minoritarios se sitúan en la ordenada $10^{11}$; en estas condiciones, $10^{11} - 10^{10}$ huecos móviles se difunden por esta barrera (fig. 20). Con polarizaciones fuertes se pueden despreciar las concentraciones de equilibrio. Estando dadas las dimensiones superiores de las regiones P y N en relación con la distancia que podrán recorrer respectivamente huecos y electrones en estas regiones, el paso de una corriente por el circuito exterior se explica mediante las recombinaciones de los portadores minoritarios en exceso con portadores mayoritarios que pertenecen a cada región; la batería tiene que devolver a la región N los electrones perdidos durante estas recombinaciones y a la región P los huecos desaparecidos en las mismas condiciones.

Una unión está polarizada en sentido inverso cuando el polo negativo de la batería está unida al germanio de tipo P y el positivo lo está al del tipo N (fig. 21).

El campo interno, debido a la batería, provoca un ensanchamiento de la barrera de potencial; este fenómeno tiene su explicación en que los huecos móviles, en el germanio P, son atraídos hacia la izquierda y los electrones libres, en el germanio N, hacia la derecha.

Aparentemente, los portadores mayoritarios no pueden difundirse a través de esta barrera; en consecuencia, podríamos deducir de que no debería pasar corriente por el circuito.

En realidad, la zona de germanio de tipo N contiene, en pequeño porcentaje, huecos móviles (portadores minoritarios); paralelamente, la zona de germanio de tipo P contiene un cierto número de electrones libres.

Los portadores minoritarios, situados próximos a la barrera, son ahora los únicos que atraviesan la zona de transición, atravesando así la unión; en consecuencia, las concentraciones de portadores minoritarios disminuyen en los bordes de la nueva barrera (fig. 22). Esta disminución define el valor de la corriente inversa; considerando la pequeña variación absoluta de los niveles de concentración, esta corriente será débil. Los gráficos de concentración de portadores mayoritarios, así como el espesor de la barrera, pueden omitirse en la determinación cuantitativa de la corriente correspondiente a este estado de polarización. Los gráficos de portadores minoritarios, con su eje de ordenadas graduado en escala logarítmica, definen por medio de sus niveles el valor de la corriente inversa que atraviesa el circuito.

Un aumento de la tensión aplicada a los bornes de esta unión no provoca prácticamente variación alguna de los niveles de concentración; la corriente inversa de una unión tiende rápidamente hacia un valor límite, llamado corriente de saturación ($I_s$). Pero paralelamente a esta corriente se produce un ensanchamiento de la barrera a medida que aumenta la tensión. Este efecto se traduce en realidad por una disminución de la capacidad inversa debida a la unión; el ancho de la barrera define el espesor del dieléctrico, y las dos armaduras están constituidas por las dos regiones adyacentes a esta barrera.

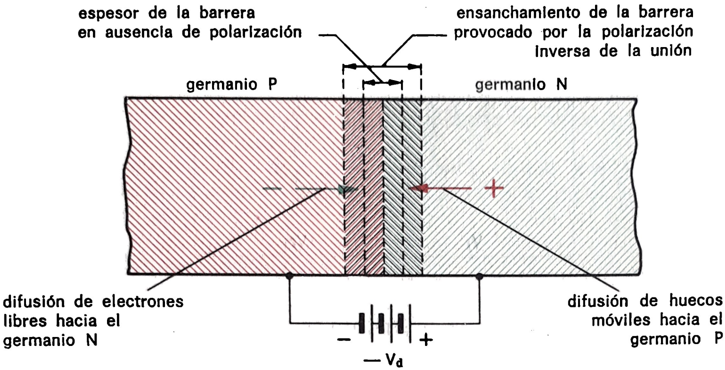

espesor de la barrera
en ausencia de polarización
ensanchamiento de la barrera
provocado por la polarización
inversa de la unión
germanio P
germanio N
difusión de electrones
libres hacia el
germanio N
difusión de huecos
móviles hacia el
germanio P
−
+
− V_d

Fig. 21

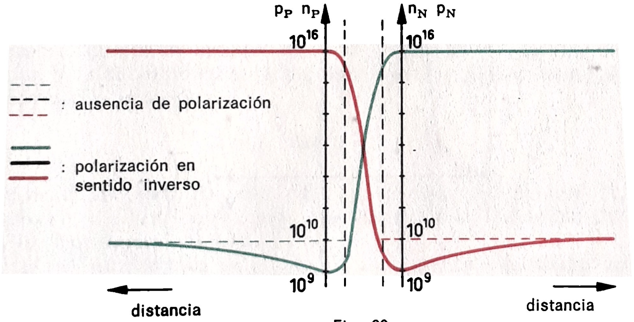


Fig. 22

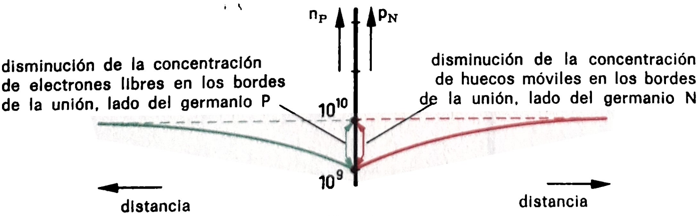


Fig. 23

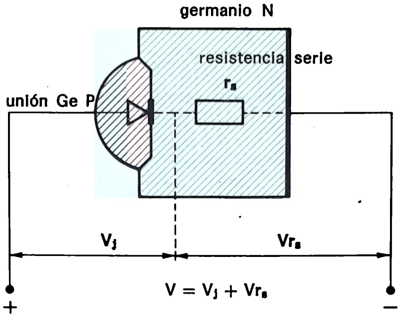

germanio N
resistencia serie
rs
unión Ge P
Vj
Vrs
V = Vj + Vrs
+
−

Fig. 24

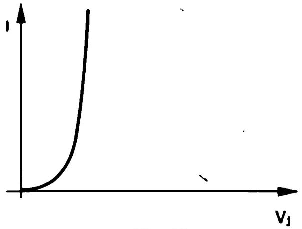


Fig. 25

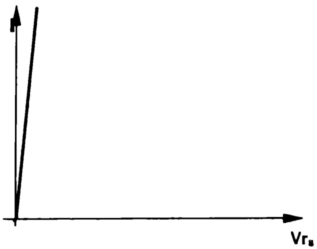


Fig. 26

## 1.5. Diodos

Los diodos de germanio se dividen en dos categorías: de punta y de unión. Los primeros se obtienen por la aplicación de una punta metálica a un bloque de germanio de tipo N o P; los segundos por la difusión de una esférula de indio en un bloque de germanio de tipo N, por ejemplo.

La explicación del funcionamiento de estos dos diodos es sensiblemente idéntica: el de punta se puede asimilar a un diodo de unión que tenga la superficie de esta unión muy pequeña.

Es importante observar la gran diferencia de espesor que existe entre las dos regiones del monocristal: en el diodo de unión la región N es mucho más importante que la P.

### *Diodo polarizado en sentido directo*

Se aplica una tensión en los extremos del diodo, con el polo negativo unido al germanio de tipo N y el positivo al de tipo P. En estas condiciones, este diodo se puede comparar a un conjunto que comprende dos elementos en serie: la unión y la resistencia debida al material N (fig. 24).

La característica corriente/tensión se determinará por la suma de estas dos características, pertenecientes, respectivamente, a la unión y a la resistencia en serie.

La corriente en la unión varía según una ley exponencial, en función de variaciones lineales de tensión aplicadas a sus bornes (fig. 25). Esta característica ha sido demostrada gráficamente en las páginas anteriores y está definida por la ecuación:

$$i = I_s \cdot \exp\left(\frac{qv}{kT} - 1\right).$$

$I_s$ define la corriente de saturación; $q$, la carga del electrón ($1{,}59 \cdot 10^{-19}$ culombios); $v$, la tensión aplicada; $k$, la constante de Boltzmann ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$) y $T$, la temperatura absoluta.

Para valores positivos de la tensión, la corriente $i$ es mucho más importante que la de saturación $I_s$.

La corriente que circula por la resistencia en serie varía según una ley lineal en función de las variaciones de tensión existentes en sus extremos (fig. 26); la característica $I = f(V)$ de esta resistencia está representada por una recta que pasa por el punto 0 (si la tensión es nula, la corriente es también nula).

La suma, en tensión, de estas dos características define la característica del diodo (fig. 27):

$$V_d = V_j + V_{R_s}$$

### *Diodo polarizado en sentido inverso*

Se aplica una tensión variable en los extremos del diodo, con el polo negativo de la batería conectado al germanio de tipo P y el positivo al de tipo N (fig. 28).

El campo provocado por esta batería en el interior de la barrera refuerza el campo interno; en estas condiciones se produce un ensanchamiento de la barrera.

El establecimiento de la característica corriente-tensión de este diodo polarizado en sentido inverso debe tener en cuenta la variación de corriente que circula por la unión en función de las de tensión aplicada a sus bornes, así como la corriente que circula por fuera de esta unión (efecto superficial). La característica inversa de un diodo se puede descomponer en dos partes: una debida a la unión polarizada en sentido inverso; otra (característica corriente tensión) debida a una resistencia que representa las pérdidas que se producen en los bordes de la unión.

Las concentraciones de portadores minoritarios disminuyen en los bordes de la barrera y las diferencias de nivel correspondientes expresan la densidad de portadores que se difunden por la unión. Considerando las bajas concentraciones de electrones libres y de huecos móviles en el eje que representa el espesor de la barrera, es posible asimilar cuantitativamente esta corriente de portadores al nivel del equilibrio de las concentraciones de portadores minoritarios.

Un aumento de tensión inversa no interviene prácticamente más sobre estas cantidades y se concibe fácilmente un valor límite de corriente inversa, definido en las ecuaciones por el término $I_s$ (corriente de saturación, fig. 29).

Un estudio físico más profundo demostraría la presencia de una segunda corriente, definida cualitativamente partiendo de efectos superficiales. Para considerar este fenómeno en el establecimiento del esquema equivalente, basta representarlo por una resistencia de valor elevado en paralelo con la unión (fig. 28). La característica corriente/tensión de tal elemento es lineal (fig. 30). Basta hacer la suma de las dos características para definir la curva de tensión de un diodo polarizado en sentido inverso. Contrariamente a la característica directa, la inversa se obtiene por la suma de dos corrientes (fig. 31):

$$I = I_j + I_{R_p}$$

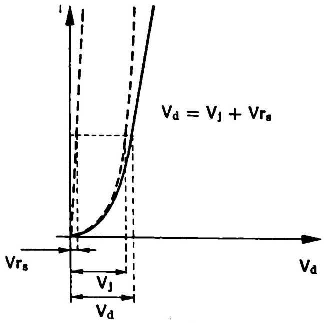


Fig. 27

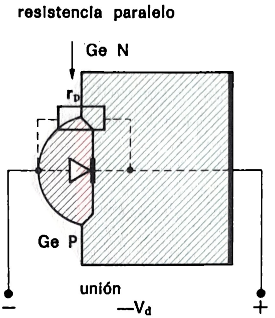
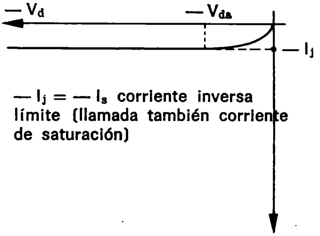

resistencia paralelo
Ge N
$r_p$
Ge P
unión
$-V_d$
−
+

Fig. 28



$-I_j = -I_s$ corriente inversa límite (llamada también corriente de saturación)

Fig. 29

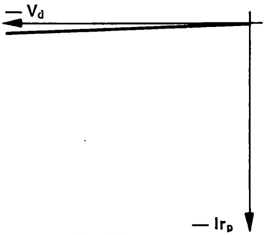
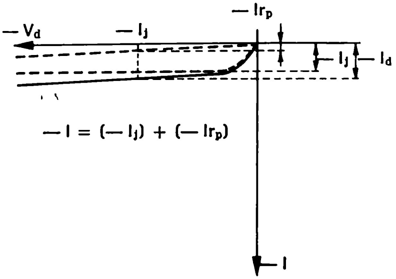


Fig. 30



$-I = (-I_j) + (-Ir_p)$

Fig. 31

esquema estático equivalente del diodo
(polarizado en sentido directo)

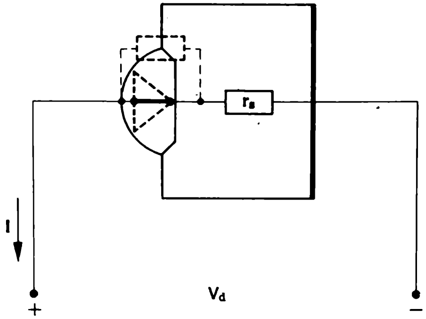


Fig. 32

esquema estático equivalente del diodo
(polarizado en sentido inverso)

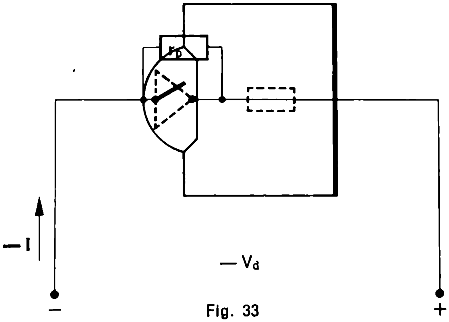


Fig. 33

### ESQUEMA ESTATICO EQUIVALENTE DEL DIODO

El esquema equivalente del diodo se establecerá en función de su régimen de utilización. El diodo puede estar alternativamente muy polarizado en sentido directo y muy polarizado en sentido inverso.

Cuando el diodo está polarizado en sentido directo, se puede despreciar la resistencia debida a la unión y asimilarla a la resistencia en serie debida al material utilizado en la fabricación de este diodo.

Cuando el diodo está muy polarizado en sentido inverso, la resistencia de la unión es muy importante; en estas condiciones, la resistencia en serie es despreciable, pero en cambio hay que tener muy en cuenta la resistencia en paralelo debida a los efectos de borde.

Concluyendo, cuando se emplea un diodo en un circuito de alimentación como elemento rectificador, podemos considerarlo como un interruptor en serie con una resistencia de bajo valor ($r_s$), en paralelo con la cual se halla otra de gran valor ($r_P$).

Cuando el diodo está polarizado en sentido directo, el interruptor está cerrado, dependiendo el comportamiento solamente de la resistencia en serie (fig. 32); cuando está polarizado en sentido inverso, el interruptor está abierto, siendo la resistencia en paralelo el elemento más importante (fig. 33).

Sin embargo este esquema no es válido cuando el diodo se utiliza en un circuito detector. La región usada de la característica corresponde a la zona no lineal de la característica directa, lo que no permite despreciar la resistencia debida a la unión. El estudio de las variaciones de esta resistencia, llamada también resistencia diferencial, nos ha mostrado su rápida variación en función de la tensión aplicada. Es indispensable en estas condiciones establecer el esquema equivalente del diodo en cada zona de utilización. Veremos que, independientemente de los elementos estáticos, será muy importante incluir en el estudio de un circuito detector, el comportamiento dinámico del diodo, representando este último por efectos capacitativos cuyo origen se explicará con la ayuda de los gráficos de concentración.

La puesta en evidencia de las diferentes capacidades internas del diodo se facilitará considerablemente empleando gráficos de concentración de portadores mayoritarios y minoritarios, en particular las nociones de capacidad de difusión, que siempre son difíciles de concretar.

## 1.6. Efecto transistor

En las dos caras de un bloque de germanio difundamos dos bolas de indio (fig. 34). En los gráficos correspondientes a las tres regiones P, N y P así obtenidas, la representación simultánea de portadores mayoritarios y minoritarios sólo es posible si los ejes de ordenadas están graduados en escala logarítmica (trazos llenos de la fig. 35).

Una polarización en sentido directo de la unión situada a la izquierda, y una polarización en sentido inverso de la unión situada a la derecha provocan un desplazamiento de los gráficos de concentración, o sea un aumento de las concentraciones de portadores minoritarios a ambos lados de la unión de la izquierda y una disminución de las concentraciones correspondientes a los lados de la unión de la derecha (línea de puntos de la fig. 35). El centro de la región intermedia no sufre la influencia de esta variación de concentración; en consecuencia, circula una corriente importante por el circuito correspondiente a la unión polarizada en sentido directo; por lo contrario, el otro circuito está atravesado por una corriente extremadamente débil (fig. 34).

El conjunto así formado se comporta como dos diodos.

### *Disminución de espesor de la región central*

Si disminuimos el espesor de la región constituida por germanio de tipo N (fig. 36) hasta que la concentración de portadores minoritarios se haga decreciente de forma continua en esta zona, los portadores mayoritarios que se difunden de la región izquierda a la central pasan a la región derecha (fig. 37).

Este fenómeno ha sido explicado en una obra anterior[1].

En estas condiciones, el número de portadores que atraviesan la unión situada a la derecha es función del número de portadores que atraviesan la unión situada a la izquierda. Galvanómetros colocados en los dos circuitos correspondientes a cada una de estas uniones indican el paso de dos corrientes poco diferentes entre sí; hemos realizado un transistor.

La región situada a la izquierda emite portadores, de ahí el nombre de "emisor"; la región de la derecha recoge estos portadores, por lo que la llamaremos "colector"; en cuanto a la región central, su estado de polarización define la transferencia de portadores del emisor al colector: esta región se llamará "base".

Las corrientes que circulan por los tres electrodos están simbolizadas como corrientes de emisor, base y colector.

La corriente de colector es poco diferente de la de emisor; esta diferencia se puede medir, en el circuito correspondiente al tercer electrodo y determinar así la corriente de base.

Esta corriente se explica por la difusión de los electrones de la base en el emisor, recombinaciones en volumen y en superficie.

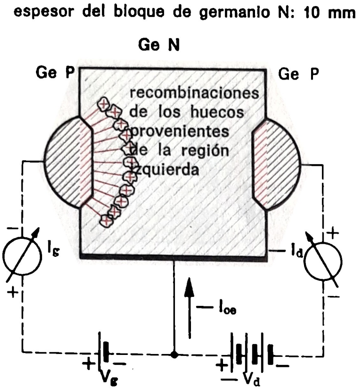

espesor del bloque de germanio N: 10 mm
Ge N
Ge P
Ge P
recombinaciones de los huecos provenientes de la región izquierda
$I_g$
$I_d$
$I_{ce}$
$V_g$
$V_d$
+
−

Fig. 34

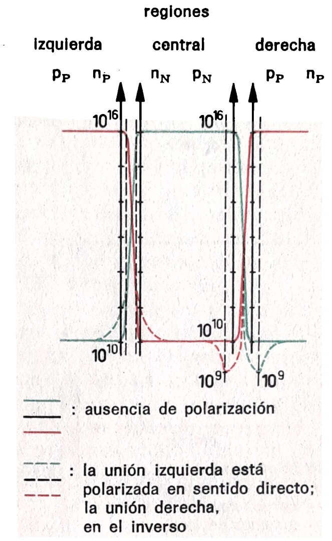


Fig. 35

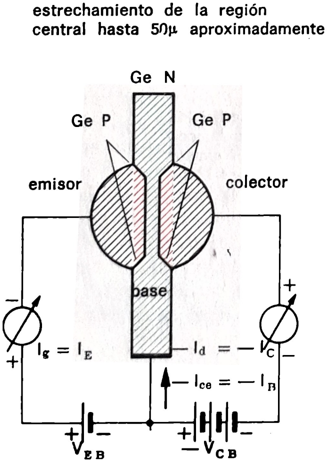

estrechamiento de la región central hasta 50μ aproximadamente
Ge N
Ge P
Ge P
emisor
colector
base
$I_g = I_E$
$I_d = -I_C$
$I_{ce} = -I_B$
$V_{EB}$
$V_{CB}$
+
−

Fig. 36

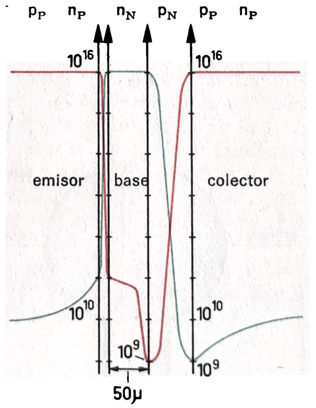


Fig. 37

ausencia de polarizaciones exteriores

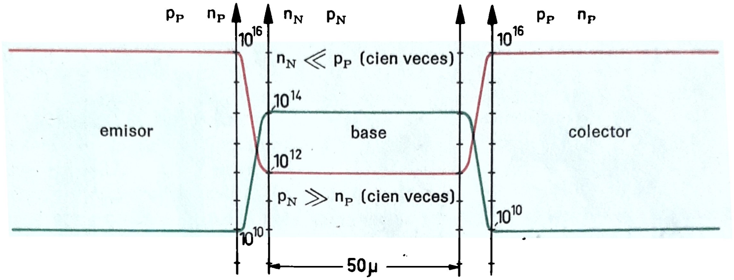


Fig. 38

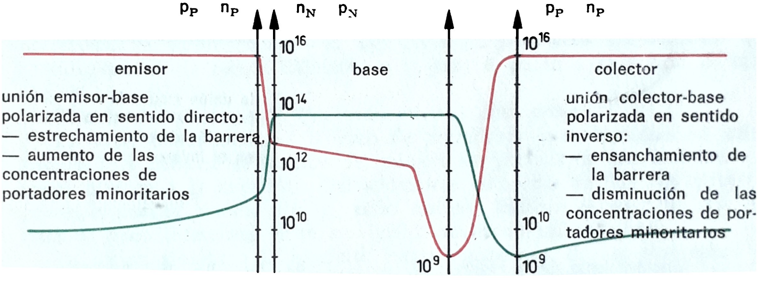
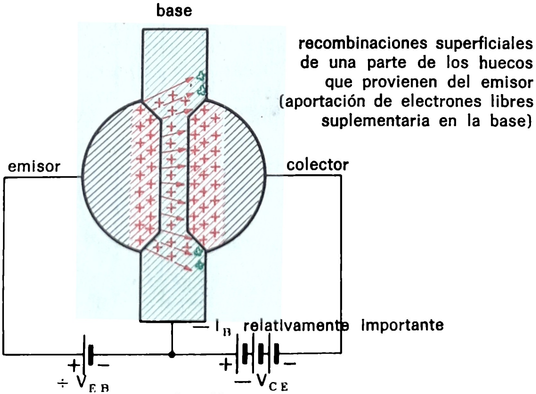


Fig. 39



base
recombinaciones superficiales de una parte de los huecos que provienen del emisor (aportación de electrones libres suplementaria en la base)
emisor
colector
$-I_B$ relativamente importante
$+$ $-$
$+V_{EB}$
$+$ $-$
$-V_{CE}$

Fig. 40

### *Disminución del porcentaje de impurezas en la base.*

La corriente de base del transistor es ante todo función de la cantidad de electrones que pasan de la base al emisor.

Si se reduce el porcentaje de impurezas inyectadas en el bloque de germanio de tipo N, el gráfico de concentración de portadores mayoritarios se desplaza hacia una disminución de esta concentración mientras que la concentración de portadores minoritarios aumenta (fig. 38); el producto de las densidades de portadores mayoritarios y minoritarios permanece igual a una constante, para una temperatura dada. Condiciones de polarización idénticas al caso anterior determinan, para el gráfico de concentración de huecos en la base (considerando el gráfico en escala logarítmica) un nivel mayor que el del gráfico de concentración de electrones libres (fig. 39).

El aumento del nivel de concentración de huecos móviles en la base está ligado a un aumento del número de huecos que atraviesa la unión base-colector; la corriente de colector es más importante que en el caso anterior.

Las recombinaciones en volumen en el interior de la base se hacen menos numerosas; simultáneamente, el número de electrones libres inyectados de la base al emisor disminuye. En estas condiciones, la corriente de base se hace menor, mientras la corriente del colector se acerca más al valor de la de emisor. El transistor da de esta forma resultados mejores; esta asimetría de porcentaje de impurezas se vuelve a encontrar prácticamente en todos los transistores.

### *Ensanchamiento de la unión base-colector*

La corriente de base definida en parte por la salida de electrones de la base hacia el emisor es también función de otro efecto llamado "recombinaciones superficiales".

Los huecos que provienen del emisor se difunden en la base según direcciones más o menos divergentes; dada la simetría geométrica de las dos uniones, algunos huecos no son captados por el colector, pero se recombinan en la superficie con los electrones libres, portadores mayoritarios de la base (fig. 40). Estas recombinaciones necesitan el aporte de nuevos electrones libres y, como consecuencia, un aumento de la corriente de base.

Estas recombinaciones, en el caso de un transistor simétrico, son relativamente importantes; este fenómeno se traduce en una disminución notable de los resultados del transistor.

Un aumento de la superficie de la unión base-colector permite a este último captar mayor número de huecos (fig. 41); la corriente de base disminuye; la de colector se hace poco diferente de la del emisor.

El transistor asimétrico obtenido de esta forma corresponde a la clase utilizada con más frecuencia; sin embargo, veremos que en ciertas aplicaciones, en particular en régimen de impulsos, es muy recomendable el empleo de transistores simétricos.

### ESQUEMA EQUIVALENTE

Los gráficos de concentración nos han permitido imaginar el comportamiento físico del transistor en condiciones de polarización bien definidas; en realidad, las posibilidades de polarización de las dos uniones emisor-base y colector-base son numerosas; de estos diferentes estados se podrán deducir los diversos regímenes de funcionamiento de un transistor.

A cada uno de estos regímenes le corresponde una posición del gráfico de concentración, así como un esquema equivalente.

El transistor comprende tres electrodos: el emisor, la base y el colector, existiendo tres formas de montaje: con emisor común, base común y colector común. Puede establecerse un esquema equivalente correspondiente a cada uno de éstos, pero es mucho más fácil estudiar el montaje del transistor con base común y adaptarlo a los otros dos tipos.

En ausencia de polarización exterior, el transistor está simbolizado por dos uniones: las de emisor-base y colector-base (fig. 42).

El material de la base ofrece cierta resistencia al paso de la corriente, efecto que está representado por la resistencia $r_{bb'}$.

## 1.7. Regímenes de funcionamiento de un transistor

Los diferentes estados de polarización de cada una de las uniones definen realmente los cuatro regímenes de un transistor:

— el régimen de corte,
— el régimen normal,
— el régimen inverso,
— el régimen de saturación.

### *Transistores en régimen de corte*

Esta clase de utilización corresponde a una polarización en sentido inverso de las dos uniones; en estas condiciones, la base se hace positiva con relación al emisor y al colector (fig. 43).

Determinemos en primer lugar la influencia de estas polarizaciones en el comportamiento de los gráficos de concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios.

$(-I_C) \approx I_E$

la superficie de la unión es aproximadamente tres veces mayor que la unión base-emisor

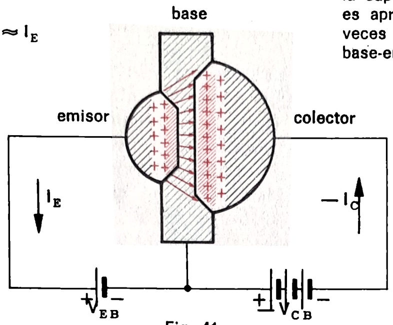

base
emisor
colector
$I_E$
$-I_C$
$V_{EB}$
$V_{CB}$

Fig. 41

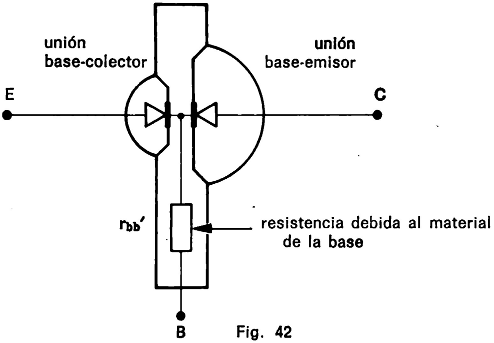

unión base-colector
unión base-emisor
E
C
$r_{bb'}$
resistencia debida al material de la base
B

Fig. 42

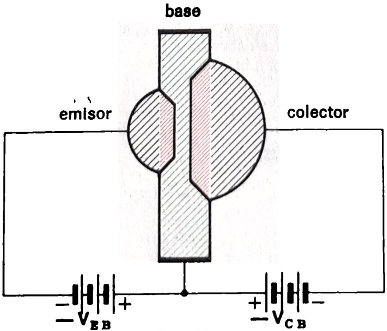
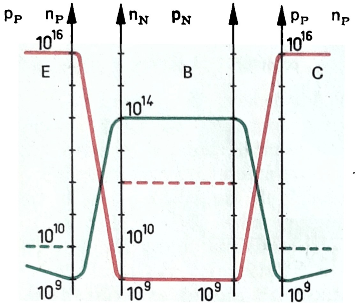
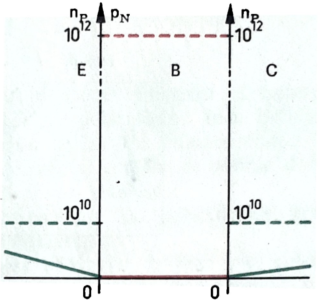

base
emisor
colector
$-V_{EB}$
$-V_{CB}$

Fig. 43



las dos uniones están polarizadas en sentido inverso:
— ensanchamiento de las dos barreras,
— disminución de las concentraciones de portadores minoritarios en la proximidad de las dos uniones

Fig. 44



═ - - -: concentraciones de portadores minoritarios (las dos uniones están polarizadas en sentido inverso)
- - -: concentraciones de portadores minoritarios (ausencia de polarización)

Fig. 45

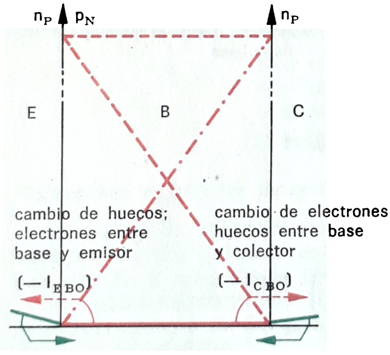

$n_P$
$p_N$
$n_P$
E
B
C
cambio de huecos; electrones entre base y emisor
$(-I_{EBO})$
cambio de electrones huecos entre base y colector
$(-I_{CBO})$

Fig. 46

régimen de corte

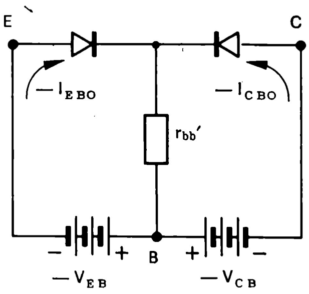

E
C
$-I_{EBO}$
$-I_{CBO}$
$r_{bb'}$
−
+
B
+
−
$-V_{EB}$
$-V_{CB}$

Fig. 47

Dadas las polarizaciones inversas de las dos uniones, las concentraciones de electrones libres en las regiones muy próximas a la base (lados de emisor y colector) y la concentración de huecos en la base disminuye (figura 44).

Las barreras se ensanchan bajo el efecto de las tensiones exteriores; en cuanto a las concentraciones de portadores mayoritarios, no sufren proporcionalmente ningún desplazamiento.

Conviene considerar solamente las concentraciones de portadores minoritarios, cuando los ejes de ordenadas están en escala lineal. En la práctica, la concentración de huecos en la base es sensiblemente constante y despreciable con relación a su nivel de equilibrio (fig. 45).

Las corrientes de colector y emisor son débiles y su valor está cuantitativamente ligado a los ángulos de los dos gráficos de concentración de electrones libres en las regiones de emisor y colector. El valor de estas corrientes no debería depender únicamente del valor de los ángulos citados, pues estos últimos no representan más que el desplazamiento de electrones libre de una a otra región; en realidad, la polarización en sentido inverso de las dos uniones se traduce por la difusión simultánea, a través de la región considerada, de electrones libres de la región P a la N y de huecos móviles en sentido inverso. La corriente que circula a través de esta unión debería ser pues función del desplazamiento de los dos gráficos de concentración de portadores minoritarios a los lados de la unión.

El fenómeno se evidencia por la representación de las posiciones reales de los gráficos de concentración de huecos móviles en la base (gráficos de puntos de la fig. 46). El hecho de polarizar las dos uniones del transistor en sentido inverso se traduce, en realidad, por una disminución sensiblemente idéntica de las concentraciones de portadores minoritarios a ambos lados de la unión. Dado el pequeño espesor de la base, la concentración de portadores minoritarios en esta zona es sensiblemente constante y claramente inferior a su nivel de equilibrio.

En el esquema equivalente correspondiente a este estado de polarización (fig. 47) se pueden representar las dos barreras por dos uniones polarizadas en sentido inverso; el punto común a estas dos uniones está unido al electrodo de la base por medio de la resistencia $r_{bb'}$. Las corrientes de colector y emisor son muy débiles, teniendo en cuenta el estado de polarización inversa de las dos uniones.

*Transistor en régimen normal*

La unión base-emisor está polarizada en sentido directo; la unión base-colector, en el inverso. En estas condiciones, la base es ligeramente negativa con relación al emisor, y el colector, muy negativo con relación a la base (fig. 48).

En el gráfico de concentraciones (el eje de ordenadas, en escala logarítmica) observamos una disminución del espesor de la barrera de potencial correspondiente a la unión base-emisor; esto va acompañado de una difusión de portadores mayoritarios a los lados de esta barrera, provocando en consecuencia un aumento de las concentraciones de portadores minoritarios (fig. 49).

La barrera que hay entre la base y el colector se ensancha. Considerando la polarización inversa de esta unión, sólo pueden atravesarla los portadores minoritarios, situados en una región próxima a esta barrera, lo que explica la disminución de las concentraciones de portadores minoritarios a los lados de la unión.

La concentración de huecos disminuye lentamente hasta una distancia situada aproximadamente a las 9/10 partes de la anchura total de la base con relación a su extremo situado al lado del emisor; esta concentración decrece rápidamente.

Despreciemos las concentraciones de portadores minoritarios, así como el espesor de las barreras, sabiendo que una variación de estas últimas está ligada a un aumento de las concentraciones de portadores minoritarios cuando se hace más estrecha, o a una disminución de esta concentración cuando se ensancha. Entonces podemos considerar solamente las concentraciones de portadores minoritarios estando el eje de ordenadas graduado en escala lineal (fig. 50). El ángulo que determina la concentración de huecos móviles de la base define con su tangente el valor de la corriente que pasa por el circuito de colector.

Una concentración muy importante de huecos móviles en la región de la base situada cerca del emisor se puede representar por un gran número de portadores en un volumen restringido; una disminución de esta concentración corresponde en realidad a un enrarecimiento de estos portadores en el mismo volumen. La figura 51 refleja perfectamente la diferencia de concentración de huecos en la base del transistor en estas condiciones de polarización.

El número de portadores que atraviesan la unión emisor-base en cada instante es igual al número de portadores que atraviesan la unión base-colector, despreciando los efectos de recombinación de volumen y superficie.

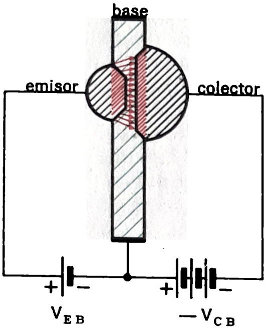
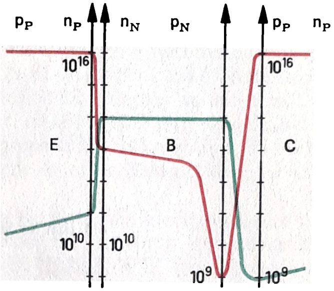


Fig. 48

unión emisor-base polarizada en sentido directo

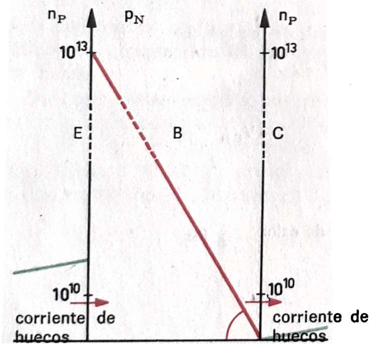
unión base-colector polarizada en sentido inverso



aumento de las concentraciones de portadores minoritarios

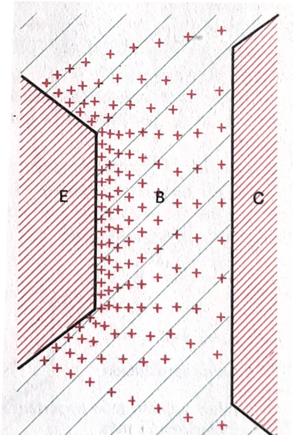
disminución de concentraciones de portadores minoritarios

Fig. 49



la corriente de huecos de emisor a colector, a través de la base, está cuantitativamente ligada al valor del ángulo del gráfico de concentración de huecos en la base (eje de ordenadas graduado en escala lineal)

Fig. 50



la concentración de huecos es efectivamente decreciente dirigiéndose del emisor al colector. La velocidad de desplazamiento de estos huecos es constante

Fig. 51

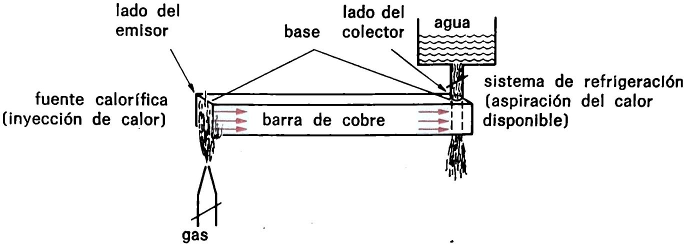

lado del emisor
base
lado del colector
agua
fuente calorífica (inyección de calor)
barra de cobre
sistema de refrigeración (aspiración del calor disponible)
gas

Fig. 52

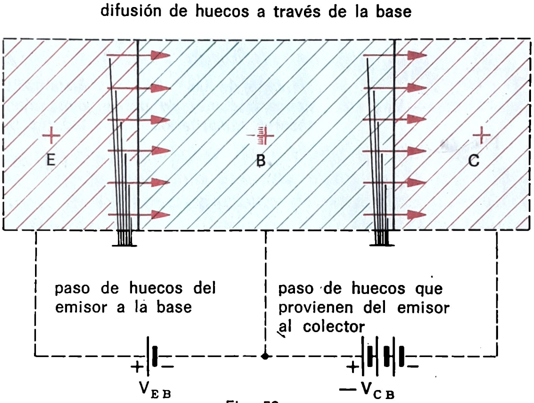

difusión de huecos a través de la base
E
B
C
paso de huecos del emisor a la base
paso de huecos que provienen del emisor al colector
+
−
$V_{EB}$
+
−
$-V_{CB}$

Fig. 53

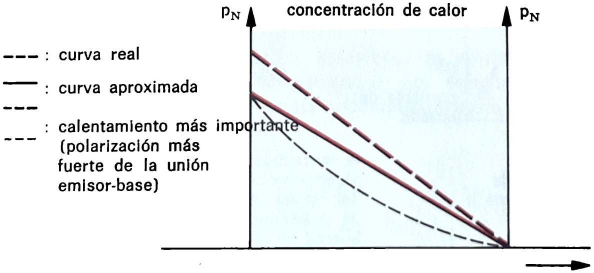


Fig. 54

La concentración de huecos en el extremo de colector de la base es muy débil. Dada la ausencia de campo eléctrico, los portadores se desplazan con una velocidad constante por la base (proceso de difusión).

La ilustración física de este fenómeno se facilita mediante la experiencia de la barra de cobre. Dicha barra (fig. 52) representa la base del transistor; su extremo izquierdo corresponde a la zona de la base próxima al emisor; el derecho, a la zona próxima al colector. Una polarización en sentido directo de la unión emisor-base corresponde a una difusión en la base de huecos que provienen del emisor (fig. 53); calentando el extremo correspondiente de la barra de cobre es fácil provocar una difusión de calor en su interior. Una polarización en sentido inverso de la unión base-colector corresponde a una "absorción " de portadores minoritarios procedentes del emisor; de forma análoga, un circuito de refrigeración absorbe el calor disponible en el otro extremo de la barra.

El calor se propaga según un fenómeno de difusión; un termómetro que se desplazara a lo largo de la barra de cobre nos indicaría una concentración de calor decreciente, correspondiente en realidad a la concentración de portadores minoritarios en la base del transistor (fig. 54). El ángulo que forma el gráfico de concentración de calor define por su tangente la cantidad de energía calorífica disponible en el extremo refrigerado de esta barra.

Un aumento de calor "inyectado" en el extremo izquierdo de la barra provoca en él una elevación instantánea de temperatura; esta variación se propaga también por difusión en el interior de la barra; para mantener la temperatura constante en el extremo derecho es indispensable absorber mayor cantidad de energía calorífica, aumentando la circulación de agua.

El nuevo gráfico de concentración de calor en el interior de la barra de cobre representa perfectamente la correlación existente entre el ángulo del gráfico de concentración de calor y la energía disponible a la salida de esta barra.

De igual forma, en el transistor, un aumento de la tensión aplicada entre emisor y base, polarizada esta última en sentido directo, provoca un aumento de la difusión de los portadores mayoritarios a los lados de esta barrera (cuya anchura es ahora menos importante) y un desplazamiento del gráfico de concentración de huecos en la base.

Se puede establecer el esquema equivalente a este régimen de funcionamiento (fig. 55). Es muy importante representar, además de los elementos pasivos, el efecto transistor.

La unión base-emisor está polarizada en sentido directo; una corriente relativamente importante, correspondiente a la corriente directa de un diodo, atraviesa la rama de emisor. La base, unida a un electrodo exterior mediante la resistencia $r_{bb'}$, está atravesada por una corriente muy pequeña, que está definida por la difusión de electrones libres en el emisor (mayoritarios en la base) así como por recombinaciones en volumen y en superficie.

La rama de colector se representa por una unión polarizada en sentido inverso; en estas condiciones de polarización sólo puede ser atravesada por una corriente muy débil.

La suma de las corrientes que llegan a un punto es igual a la suma de las que de él salen; la corriente de emisor, muy importante, se aleja de este punto (consideramos siempre el desplazamiento de los electrones como origen de esta corriente); la corriente de base que se dirige hacia el centro es muy pequeña; como la corriente de colector actualmente definida es muy débil también, es indispensable, para restablecer la anterior igualdad, hacer circular una corriente suplementaria por una de las dos ramas, base o colector.

Sabemos que el efecto transistor se define por la propiedad de que una corriente prácticamente poco diferente de la de emisor circula por el circuito colector; en estas condiciones, la representación de un esquema equivalente, en el que no se tuviera en cuenta este fenómeno, se aproximaría mucho más a un circuito que comprendiera dos diodos y una resistencia en su punto común que al de un transistor. Es sin embargo muy difícil —imposible eléctricamente— comprender que una corriente tan importante pueda atravesar dos uniones de geometría sensiblemente idéntica, estando una polarizada en sentido directo y la otra en el inverso.

Este efecto necesita por tanto la adición de un segundo circuito en paralelo con la unión polarizada en sentido inverso. El elemento que representará este efecto de corriente será un generador de corriente (fig. 56).

Veremos en el estudio de los parámetros la posibilidad de representar la rama colectora por un generador de tensión en serie con una resistencia. Para pasar de uno a otro esquema basta con modificar el valor de los parámetros que caracterizan estos diferentes elementos.

¿cómo se representa la importante
corriente que atraviesa
la unión base-colector
polarizada en sentido inverso?

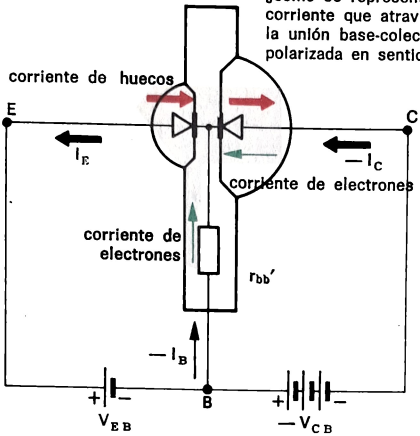

corriente de huecos
E
C
$I_E$
$-I_C$
corriente de electrones
corriente de electrones
$r_{bb'}$
$-I_B$
+
−
B
+
−
$V_{EB}$
$-V_{CB}$

Fig. 55

por un generador de corriente
en paralelo con
esta unión

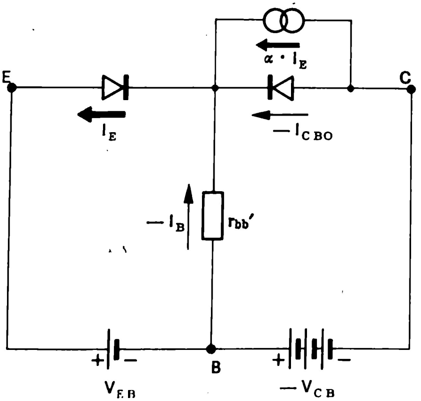

$\alpha \cdot I_E$
E
C
$I_E$
$-I_{CBO}$
$-I_B$
$r_{bb'}$
+
−
B
+
−
$V_{EB}$
$-V_{CB}$

Fig. 56

circuito de
base común

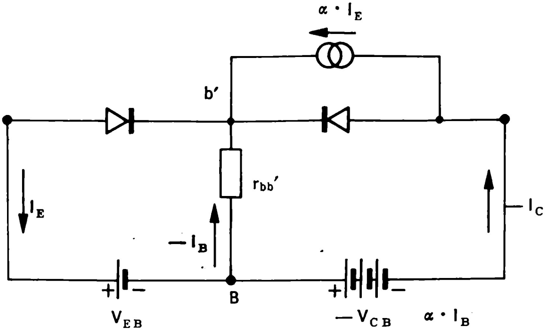

α · I_E
b′
r_bb′
I_E
— I_B
I_C
+
−
B
+
−
V_EB
— V_CB
α · I_B

Fig. 57

circuito de
emisor común

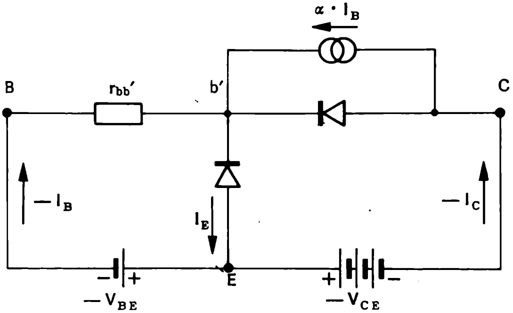

α · I_B
B
r_bb′
b′
C
— I_B
I_E
— I_C
−
+
E
+
−
— V_BE
— V_CE

Fig. 58

circuito de
colector común

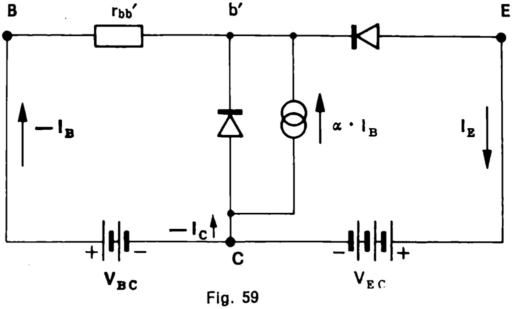

B
r_bb′
b′
E
— I_B
α · I_B
I_E
— I_C
+
−
C
−
+
V_BC
V_EC

Fig. 59

El esquema equivalente estático de un transistor comprende dos uniones: la emisor-base, polarizada en sentido directo, y la colector-base, en el inverso. La resistencia $r_{bb'}$ une el electrodo exterior de base con la zona central correspondiente a esta región; en paralelo con la unión polarizada en sentido inverso, un generador de corriente representa el efecto transistor (fig. 57).

Es muy importante determinar cuantitativamente la acción de este generador. La corriente que pasa por el circuito de salida, o corriente de colector, es función directa del valor de la corriente que pasa por el circuito de entrada, o corriente de emisor, por lo que el generador de corriente que representa la parte más importante de la corriente de colector será función de la corriente de entrada.

Considerando el paso de una ligera corriente por el circuito de base, la corriente de colector es siempre ligeramente inferior a la de emisor:

$$I_C = I_E - I_B$$

Partiendo de esta ecuación se puede determinar la relación que existe entre la corriente de colector y la de emisor:

$$\frac{I_C}{I_E} = \frac{I_C}{I_C + I_B}$$

El coeficiente $\alpha$ representa la transferencia directa de corriente en el interior de un transistor; este parámetro corresponde efectivamente a la relación existente entre la corriente que pasa por el circuito de salida y la que lo hace por el de entrada, a la que llamaremos ganancia de corriente del transistor.

De la ecuación $\frac{I_C}{I_E} = \alpha_N$ se puede deducir el valor de la corriente de colector en función de la de emisor: $I_C = \alpha_N I_E$.

El segundo término de esta ecuación define prácticamente la corriente de colector; en consecuencia, $\alpha_N \cdot I_E$ representa cuantitativamente el efecto del generador de corriente.

El esquema equivalente del transistor representado en la figura 57 refleja el comportamiento de este último en circuito de base común; es muy fácil deducir los esquemas equivalentes que corresponden al empleo del transistor en montajes de emisor común (fig. 58) y colector común (fig. 59).

### *Transistor en régimen inverso*

La unión base-emisor está polarizada en sentido inverso, y la base-colector, en el directo; la base es ligeramente negativa con relación al colector, mientras que el emisor es muy negativo con relación a la base (fig. 60).

Estos dos estados de polarización provocan una disminución del espesor de la barrera base-colector y un ensanchamiento del de la base-emisor; este fenómeno es visible en los gráficos de concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios representados en la figura 61.

La unión base-colector está polarizada en sentido directo y la disminución correspondiente del espesor de su barrera facilita la difusión de los portadores mayoritarios, lo que se traduce en un aumento de portadores minoritarios en los bordes de esta última.

La unión base-emisor está polarizada en sentido inverso; el ensanchamiento de esta barrera implica el paso solamente de portadores minoritarios, y las concentraciones correspondientes disminuyen. Despreciemos las concentraciones de portadores mayoritarios, así como el espesor de las barreras; los gráficos de concentración de portadores minoritarios, con los ejes de ordenadas en escala lineal (fig. 62), demuestran que, en estas condiciones, los huecos emitidos por el colector son captados por el emisor; el comportamiento del transistor es inverso con relación al caso anterior y por eso definiremos este estado como régimen de funcionamiento inverso del transistor.

La analogía de la barra de cobre nos permite imaginar este estado (figura 63): la fuente calorífica se sitúa ahora en el extremo derecho de la barra, y el circuito de refrigeración, en el izquierdo. En condiciones precisas de calentamiento y refrigeración, la concentración de calor en la barra es ahora inversa a como lo era en el caso anterior. Es interesante observar que la energía calorífica disponible en el extremo izquierdo de la barra es siempre función del valor del ángulo que forma la concentración de calor con relación a la horizontal. En el transistor, la corriente de emisor es ahora función de la de colector.

Hay, no obstante, una diferencia entre esta analogía y el comportamiento real del transistor, como consecuencia de la asimetría geométrica de las dos uniones emisor-base y base-colector. Aunque un razonamiento analógico tenga por objeto simplificar, concretando, la explicación demasiado compleja de un fenómeno, es muy difícil en este caso deducir el comportamiento real y completo del elemento estudiado.

El colector envía portadores a la base; los cuales se difunden en la región central y son captados después en la región central por el emisor. En un transistor asimétrico, la unión emisor-base es aproximadamente tres veces menor que la unión base-colector.

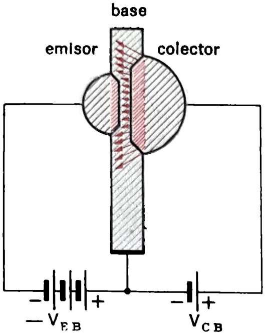
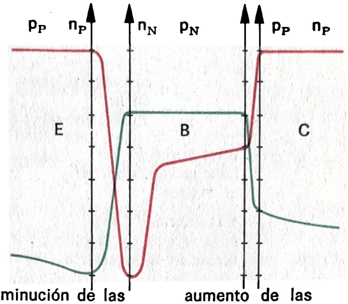

base
emisor
colector
− +
− $V_{EB}$
− +
$V_{CB}$

Fig. 60

unión emisor-base polarizada en sentido inverso

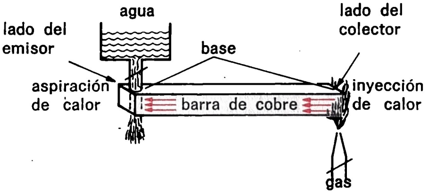
unión base-colector polarizada en sentido directo



disminución de las concentraciones de portadores minoritarios

aumento de las concentraciones de portadores minoritarios

Fig. 61


agua
lado del emisor
base
lado del colector
aspiración de calor
barra de cobre
inyección de calor
gas

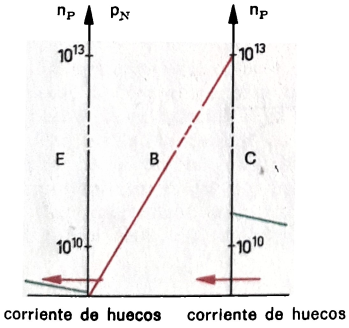


Fig. 62

paso de huecos (que provienen del colector) de la base del emisor

paso de huecos del colector a la base

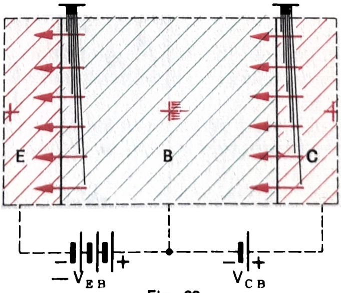


Fig. 63

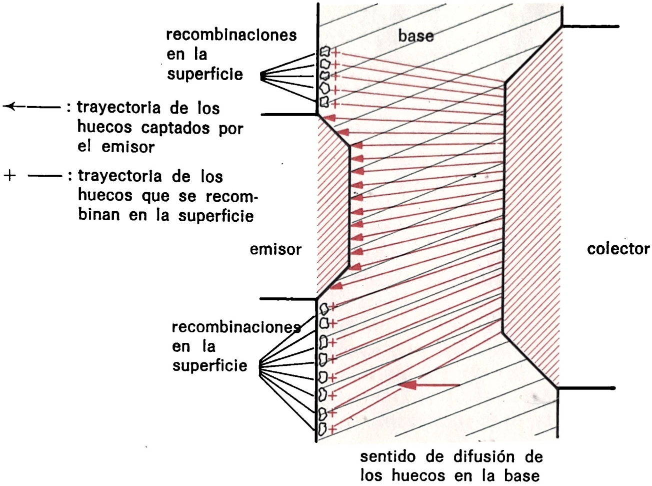

recombinaciones en la superficie
←—— : trayectoria de los huecos captados por el emisor
+ —— : trayectoria de los huecos que se recombinan en la superficie
base
emisor
colector
recombinaciones en la superficie
sentido de difusión de los huecos en la base

Fig. 64

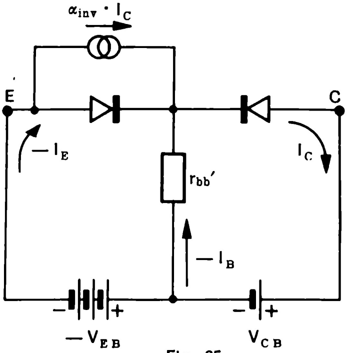

αinv · IC
E
C
− IE
IC
rbb′
− IB
−
+
−
+
− VEB
VCB

Fig. 65

Las trayectorias de los huecos en el interior de la base son tales que una fracción muy importante de estos últimos se recombina en la superficie con los electrones libres, portadores mayoritarios en esta región (fig. 64); este aumento del número de recombinaciones provoca un aumento de la corriente de base y, por tanto, una disminución de la de emisor.

El coeficiente de transferencia de corriente, llamado en estas condiciones "ganancia de corriente inversa" del transistor se define por la relación $I_E/I_C$. Como la corriente de emisor es ahora netamente inferior a la de colector, la ganancia de corriente así definida es también muy inferior a la unidad.

En un transistor asimétrico: $\alpha_{inv} < \alpha_N$. El esquema eléctrico equivalente correspondiente al régimen de funcionamiento inverso del transistor comprende una unión (base-colector) polarizada en sentido directo, una segunda unión (base-emisor) polarizada en sentido inverso, la resistencia $r_{bb'}$ y un generador de corriente, cuantitativamente determinado por el término $\alpha_{inv} I_C$ cuyo papel es representar el efecto transistor (fig. 65).

Un aumento de la tensión aplicada entre base y colector, es decir, una mejora de las condiciones de polarización en el sentido directo de esta unión, provoca un crecimiento de la corriente de colector, lo que se traduce inmediatamente en una subida de la corriente del emisor.

En ciertas aplicaciones, el transistor se utiliza alternativamente en régimen normal e inverso, de forma que se obtengan ganancias de corriente directa e inversa sensiblemente idénticas, pudiendo usarse transistores simétricos cuyas dos uniones tengan una superficie prácticamente igual.

Esta posibilidad de funcionamiento inverso del transistor ofrece un interés particular en el estudio del comportamiento transitorio de este último, particularmente en el caso en que se pase de un régimen de saturación a otro de corte. El establecimiento de un proyecto para este caso particular de utilización de los transistores exige un perfecto conocimiento de sus diversos regímenes de funcionamiento.

### *Transistor en régimen de saturación*

Las uniones emisor-base y colector-base están polarizadas en sentido directo; la base es negativa con relación al emisor, mientras que el colector es positivo con relación a la base (fig. 66).

Con el fin de definir las nuevas posiciones de los gráficos de concentración de portadores minoritarios es preferible considerar separadamente el comportamiento de las dos uniones.

Una polarización de la unión base-emisor en sentido directo provoca, según hemos visto, una disminución del espesor de la barrera correspondiente.

Este fenómeno va acompañado de una difusión de portadores mayoritarios a ambos lados de esta barrera; en estas condiciones el aumento de la densidad de portadores minoritarios en las proximidades de esta unión se traduce en un desplazamiento simultáneo de los gráficos de concentración de huecos móviles en la base y de electrones libres en el emisor hacia un aumento de estas concentraciones. Un razonamiento idéntico nos permite definir el comportamiento de la unión base-colector: los gráficos de concentración de portadores minoritarios son crecientes en las regiones próximas a la barrera que existe entre la base y el colector.

La suma, punto por punto, de los dos gráficos de concentración de huecos móviles en la base determina la forma del gráfico de concentración de portadores minoritaros en el interior de esta región (fig. 67).

El empleo de gráficos de concentración completos, con ejes de ordenadas graduados en escala logarítmica, no es siempre fácil. Las polarizaciones aplicadas a las dos uniones no actúan prácticamente en el caso elegido sobre las concentraciones de portadores minoritarios; además, no hay que tener en cuenta el estrechamiento de las barreras ya que representamos este fenómeno por sus consecuencias, es decir, variaciones de niveles de concentración de portadores minoritarios en los bordes de las dos barreras. Es mucho más eficaz en estas condiciones considerar sólo las concentraciones de portadores minoritarios, representadas en gráficos cuyos ejes de ordenadas estén graduados en escala lineal (fig. 68). La obtención de estos gráficos se puede facilitar por el método ya utilizado en el establecimiento de los gráficos precedentes. La concentración de huecos móviles en el interior de la base es el resultado de la suma de dos gráficos representados por puntos en la figura 68. Este estado de polarización se traduce en un aumento de las concentraciones de portadores minoritarios en la base, produciéndose un efecto de "almacenamiento de portadores".

La analogía de la barra de cobre retrata perfectamente el comportamiento del transistor en este régimen de funcionamiento (fig. 69). La polarización de una unión en sentido directo presupone la difusión de portadores (huecos) de una región (emisor) a la otra (base); en la analogía térmica, este fenómeno se representa por una llama, sabiendo que ésta provoca una difusión de calor en el extremo correspondiente de la barra de cobre.

La unión base-colector está también polarizada en sentido directo; en estas condiciones el otro extremo de la barra no está refrigerado, sino que se halla sometida ahora a una llama. El colector envía huecos a la base de la misma forma que la fuente calorífica inyecta calor al otro extremo de la barra.

La toma de diferentes temperaturas a lo largo de la barra facilita el trazado de la curva de concentración de calor correspondiente.

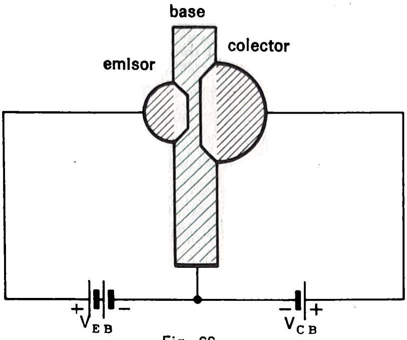

base
colector
emisor
+
−
$V_{EB}$
−
+
$V_{CB}$

Fig. 66

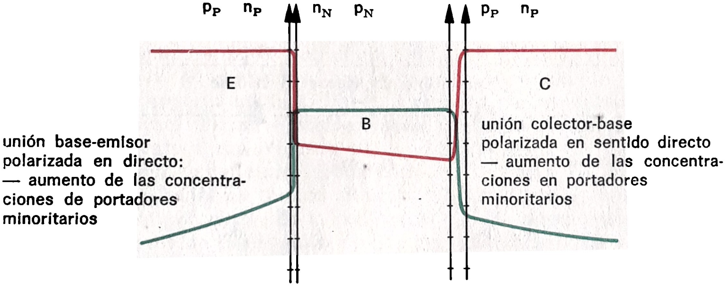

$p_P$
$n_P$
$n_N$
$p_N$
$p_P$
$n_P$
E
B
C
unión base-emisor polarizada en directo:
— aumento de las concentraciones de portadores minoritarios
unión colector-base polarizada en sentido directo
— aumento de las concentraciones en portadores minoritarios

Fig. 67

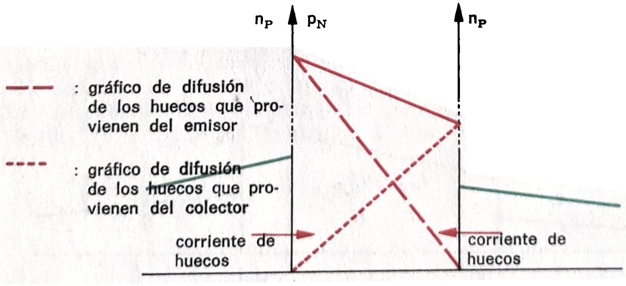
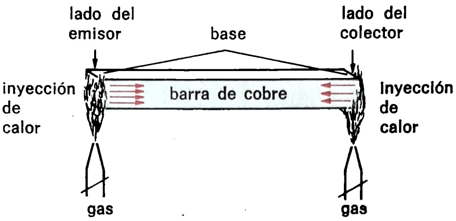

$n_P$
$p_N$
$n_P$
— — : gráfico de difusión de los huecos que provienen del emisor
- - - - : gráfico de difusión de los huecos que provienen del colector
corriente de huecos
corriente de huecos

Fig. 68


lado del emisor
base
lado del colector
inyección de calor
barra de cobre
Inyección de calor
gas
gas

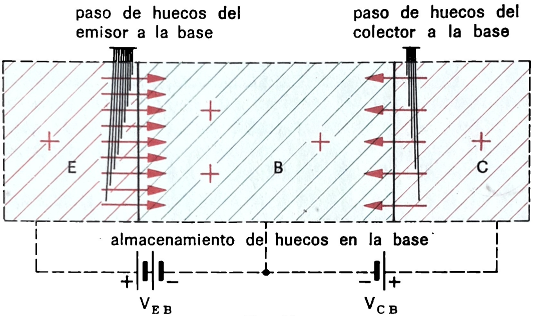
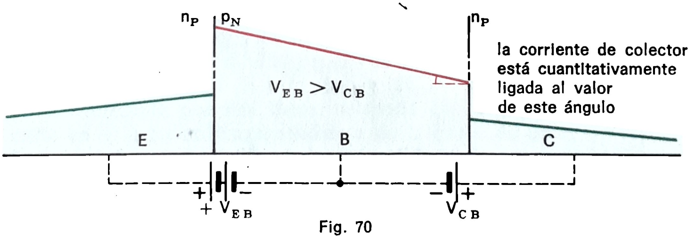

paso de huecos del emisor a la base
paso de huecos del colector a la base
E
B
C
almacenamiento del huecos en la base
+
−
$V_{EB}$
−
+
$V_{CB}$

Fig. 69


$n_P$
$p_N$
$n_P$
$V_{EB} > V_{CB}$
E
B
C
+
−
+ $V_{EB}$
−
+
$V_{CB}$

la corriente de colector está cuantitativamente ligada al valor de este ángulo

Fig. 70

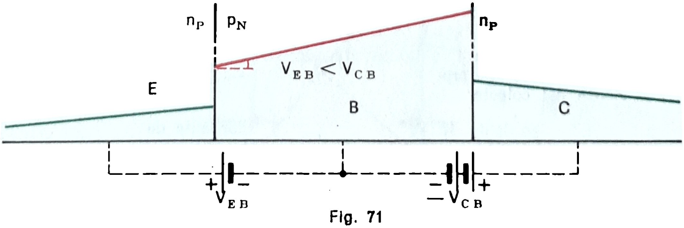

$n_P$
$p_N$
$n_P$
$V_{EB} < V_{CB}$
E
B
C
+
−
$V_{EB}$
−
+
− $V_{CB}$

Fig. 71

El nuevo gráfico obtenido ilustra perfectamente el efecto de "almacenamiento de calor"; en realidad la energía calorífica almacenada en el interior de la barra corresponde a un gran número de huecos almacenados en la base del transistor.

La posición del gráfico de concentración de portadores minoritarios en la base es función de las tensiones aplicadas a las dos uniones; la tensión emisor-base es superior a la de colector-base, y la concentración de huecos móviles en la base es decreciente en el sentido de emisor a colector (fig. 70). Inversamente, si la tensión emisor-base es inferior a la de colector-base, el gráfico de concentración de huecos en la base es creciente, a condición de conservar el mismo sentido de observación (fig. 71).

La corriente de colector se limita rápidamente a su valor de saturación. Este régimen de funcionamiento corresponde al empleo del transistor en la región de caída (tensión de codo) de la característica corriente de salida/ tensión de salida.

Esta noción de almacenamiento de portadores en la base es muy importante: de su comprensión depende una asimilación rápida de los fenómenos que rigen el comportamiento "impulsional" del transistor. Cuando se conmuta del estado de saturación al de corte, por ejemplo, la corriente de colector no podrá pasar de su valor máximo al mínimo más que cuando la base haya expulsado los portadores retenidos en exceso; este tiempo necesario para la evacuación de los portadores define cuantitativamente al "efecto de almacenamiento de portadores" en la base de un transistor. El establecimiento de un proyecto queda facilitado a menudo por la utilización de un esquema equivalente. Primero estableceremos un esquema equivalente estático correspondiente a este régimen de funcionamiento.

En el esquema equivalente, representado en la figura 72, encontramos dos uniones polarizadas en sentido directo; su punto común está unido al electrodo de base por medio de la resistencia $r_{bb'}$. El efecto transistor definido en condiciones de polarización directa por una unión y en polarización inversa por la otra, está esquemáticamente representado por un generador de corriente conectado en paralelo con la unión polarizada en sentido inverso. En realidad, el generador de corriente se determina siempre cuantitativamente por el producto del coeficiente de transferencia (llamado ganancia de corriente del transistor) y de la corriente que circula por la unión polarizada en sentido directo; en consecuencia, este generador está unido solamente a la unión que se halla en condiciones directas de polarización.

En régimen de saturación debemos representar, pues, en el esquema equivalente estático del transistor, dos generadores de corriente; uno en los bornes de la unión emisor-base, y el otro en los de la unión colector-base.

El primero está definido cuantitativamente por el producto de la ganancia de corriente inversa ($\alpha_{\text{inv}}$) (coeficiente de transferencia de corriente con relación a la unión colector-base polarizado en sentido directo) y de la corriente que atraviesa esta unión ($I_C$); el segundo, por el producto de la ganancia de corriente normal ($\alpha_N$) (coeficiente de transferencia con relación a la unión emisor-base polarizada en sentido directo) y de la corriente que atraviesa esta unión ($I_E$).

### ESQUEMAS ESTATICOS EQUIVALENTES

De este esquema estático equivalente, correspondiente al empleo del transistor en régimen de saturación, se puede deducir el esquema estático equivalente que ilustra cada uno de los regímenes de funcionamiento del transistor.

*Régimen de corte* (figura 73)

El comportamiento eléctrico del transistor se representa por dos uniones (polarizadas en sentido inverso), así como por la resistencia $r_{bb'}$.

*Régimen normal* (figura 74)

Al esquema anterior hay que añadir un generador de corriente, ya que la unión emisor-base está polarizada en sentido directo; este generador debe estar conectado a los bornes de la unión base-colector.

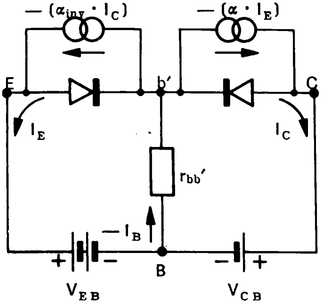
*Régimen inverso* (figura 75)

En el esquema equivalente al régimen de corte hay que añadir un generador de corriente; dadas las condiciones directas de polarización de las dos uniones, se debe conectar un generador en los bornes de cada unión.

El esquema estático equivalente, correspondiente al régimen de saturación del transistor, contiene todos los elementos necesarios para el establecimiento de los otros esquemas.

## 1.8. Ilustración de los regímenes de funcionamiento con ayuda de las características

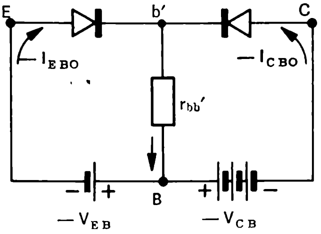
El establecimiento de un proyecto de circuitos equipados con transistores es ante todo función de la amplitud y la forma de la señal que ha de amplificarse o crearse. En régimen de señales débiles, el transistor se emplea prácticamente, siempre en condiciones normales de funcionamiento; es inútil hacer intervenir en este caso sus esquemas estáticos equivalentes correspondientes a los estados inversos, de corte y de saturación. En régimen



régimen de saturación

— (αinv · IC)
— (α · IE)
E
b′
C
IE
IC
rbb′
— IB
B
VEB
VCB

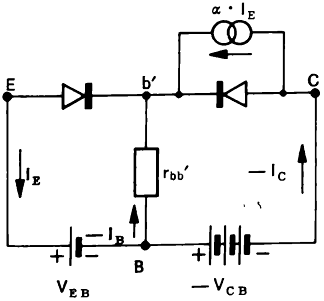
Fig. 72



régimen de corte

E
b′
C
IEBO
— ICBO
rbb′
B
— VEB
— VCB

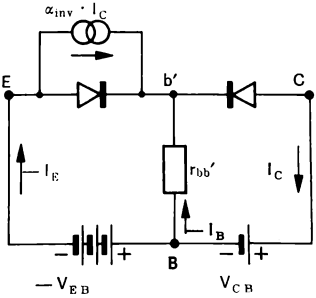
Fig. 73



régimen normal

α · IE
E
b′
C
IE
rbb′
— IC
— IB
B
VEB
— VCB

Fig. 74

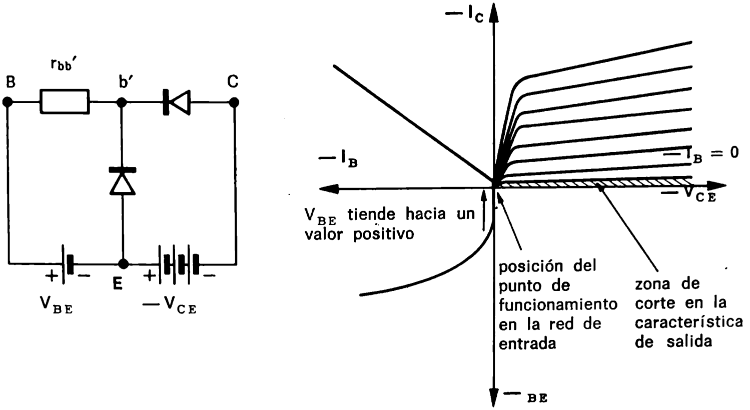


régimen inverso

αinv · IC
E
b′
C
IE
rbb′
IC
IB
B
— VEB
VCB

Fig. 75

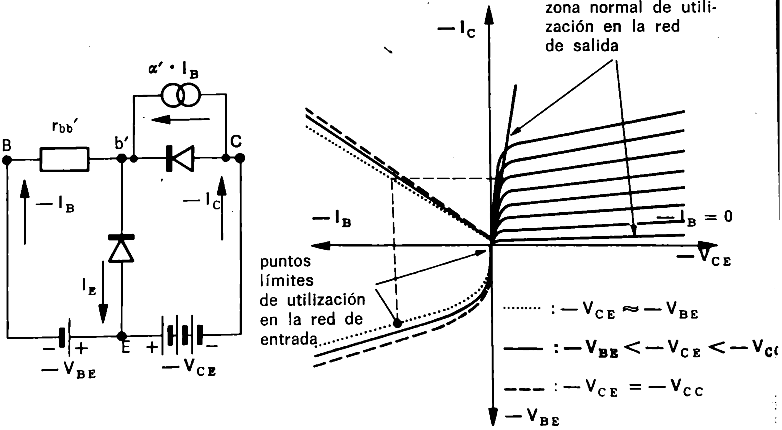
régimen de corte



$r_{bb'}$
B
b'
C
+
−
E
+
−
$V_{BE}$
$-V_{CE}$
$-I_C$
$-I_B$
$-I_B = 0$
$-V_{CE}$
$V_{BE}$ tiende hacia un valor positivo
posición del punto de funcionamiento en la red de entrada
zona de corte en la característica de salida
$-_{BE}$

Fig. 76

régimen normal



$\alpha' \cdot I_B$
$r_{bb'}$
B
b'
C
$-I_B$
$-I_C$
$I_E$
−
+
E
+
−
$-V_{BE}$
$-V_{CE}$
zona normal de utilización en la red de salida
$-I_C$
$-I_B$
$-I_B = 0$
$-V_{CE}$
puntos límites de utilización en la red de entrada
........ : $-V_{CE} \approx -V_{BE}$
—— : $-V_{BE} < -V_{CE} < -V_{C}$
--- : $-V_{CE} = -V_{CC}$
$-V_{BE}$

de señales fuertes (siendo éstas sinusoidales) el problema más importante es el de la fidelidad de transmisión de las señales. El estudio de los diversos regímenes de funcionamiento del transistor sólo será necesario en el caso de su utilización en el campo de la conmutación (señales rectangulares, señales especiales): este campo es de tal extensión, que será necesario dedicarle una obra. Aunque tengamos la intención de definir unos parámetros (conmutación, señales fuertes) que corresponden a este tipo de aplicaciones, será muy útil y a veces casi indispensable utilizar las familias de características; por tanto, hay que tratar de relacionar los diversos regímenes de funcionamiento del transistor en sus zonas correspondientes con estas familias. El circuito de emisor común es el utilizado con más frecuencia por lo que este estudio lo basaremos en el comportamiento de dicho circuito.

*Régimen de corte* (figura 76)

Las dos uniones están polarizadas en sentido inverso; el esquema estático equivalente correspondiente a este estado comprende dos uniones ligadas a las salidas de emisor y colector; su punto común (llamado "punto de base interna") va al electrodo de la base por medio de la resistencia $r_{bb'}$.

Dadas las condiciones de polarización inversa de la unión emisor-base, la tensión base-emisor ($V_{BE}$) es positiva, y la corriente de base ($I_B$), muy débil e invertida ($I_B = I_{CB}$). El punto de funcionamiento del transistor se sitúa fuera de la característica $(-V_{BE}) = f(-I_B)$ hacia un valor positivo de $V_{BE}$; en consecuencia, este punto de funcionamiento se sitúa en la zona comprendida entre la característica para $-I_B = 0$ y el eje de abscisas en la familia de curvas $(-I_C) = f(V_{CE})$.

*Régimen normal* (figura 77)

La unión base-emisor está polarizada en sentido directo; la unión base-colector, en el inverso; al esquema estático equivalente de la figura 76 le añadimos un generador de corriente en los bornes de la unión base-colector.

En la característica de entrada $(-V_{BE}) = f(-I_B)$ el punto de funcionamiento queda en una zona comprendida entre $-I_B = 0$ y $-I_B$ igual a un valor límite definido por la entrada del transistor en régimen de saturación; este valor límite corresponde en realidad a $-V_{BE} = -V_{CE}$, sabiendo que la tensión colector-emisor ($-V_{CE}$ tiende ahora hacia un valor menor que la tensión base-emisor ($-V_{BE}$).

En la red de características de salida $(-I_C) = f(-V_{CE})$ representada en la figura 79, el punto de funcionamiento se sitúa en una región limitada en la parte de los valores pequeños de corriente de colector por la característica correspondiente a $-I_B = 0$ y, para las grandes corrientes de colector, por la característica correspondiente al valor límite, ya definido, de $-I_B$. Con el fin de facilitar la separación de esta región cuyo papel es ilustrar el comportamiento del circuito de salida del transistor en régimen de funcionamiento, es preferible suponer al transistor cargado por una resistencia $R_L$ (fig. 78). En estas condiciones, el punto de funcionamiento sólo se desplaza por la recta de carga trazada en la fig. 79; los límites de empleo del transistor en régimen normal de funcionamiento están determinados por los puntos $A$ (para valores grandes de corriente de colector) y $B$ (para valores pequeños de esta corriente).

*Régimen de saturación* (figura 80)

Trataremos este régimen de funcionamiento del transistor antes que el inverso, pues, lógicamente, en conmutación el transistor pasa del régimen normal a la saturación y después —solamente cuando está conmutado de la saturación al corte— el régimen transitorio entre estos dos estados sitúa este último en condiciones inversas de funcionamiento.

Un aumento de la corriente de base, y por tanto de la corriente de colector, cuando el punto de funcionamiento se sitúa en $A$ en la red de características $(-I_C) = f(-V_{CE})$ representada en la figura 80, provoca una nueva disminución de la tensión colector-emisor; esta última se hace ahora inferior a la de base-emisor $(-V_{CE} < -V_{BE})$. *Las dos uniones están ahora polarizadas en sentido directo.*

El esquema estático equivalente correspondiente a este régimen de funcionamiento comprende dos uniones, así como la resistencia $r_{bb'}$; dadas las condiciones de polarización directa de las dos uniones, es necesario añadir a los anteriores elementos dos generadores de corriente; uno en los bornes de la unión colector-base (cuantitativamente determinado por $\alpha' \cdot I_B$), el otro en los de la unión emisor-base (cuantitativamente determinado por $\alpha'_{\text{inv}} \cdot I_B$).

En las familias de características de entrada $(-V_{BE}) = f(-I_B)$ y de salida $(-I_C) = f(-V_{CE})$, la zona correspondiente a la utilización del transistor en régimen de saturación se sitúa, para la última red, en una región limitada por la tensión de codo $(-V_{CEK})$ y el eje de ordenadas; ahora es muy fácil deducir gráficamente la región correspondiente en la familia de entrada (la característica $(-V_{BE}) = f(-I_B)$ se debe trazar para una tensión colector-emisor poco diferente de 0).

El empleo de la recta de carga facilita esta explicación; un aumento de la corriente de colector provocado, por ejemplo, por un aumento de la señal aplicada entre base y emisor, se traduce obligatoriamente en una disminución de la tensión colector-emisor, ya que el punto de funcionamiento únicamente puede desplazarse por la recta de carga.

régimen normal

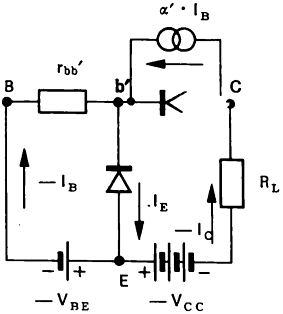
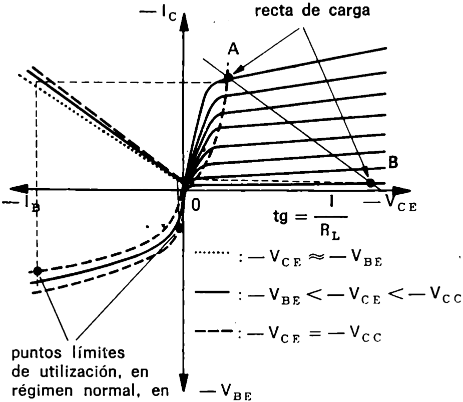

α′ · I_B
r_bb′
B
b′
C
— I_B
.I_E
— I_C
R_L
— +
E
+ —
— V_BE
— V_CC

Fig. 78

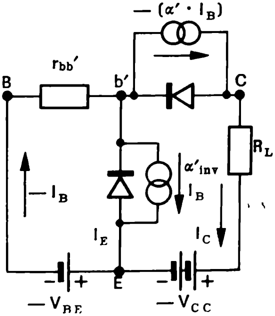


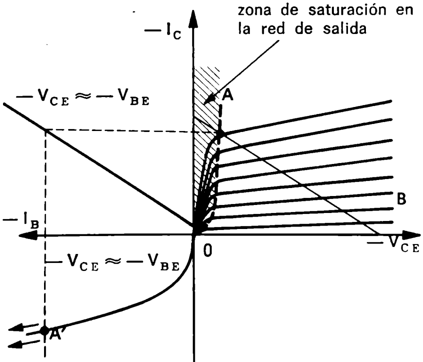
puntos límites de zona normal en la recta de carga

puntos límites de utilización, en régimen normal, en la red de entrada

Fig. 79

régimen de saturación


— (α′ · I_B)
r_bb′
B
b′
C
R_L
α′_inv I_B
— I_B
I_E
I_C
— +
E
— +
— V_BE
— V_CC



zona de saturación en la red de salida

el punto de funcionamiento sólo se puede desplazar en el sentido de las flechas, a partir de la posición A′, en la red de entrada

Fig. 80

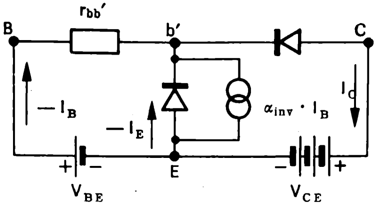

rbb′
B
b′
C
— IB
— IE
αinv · IB
IC
+
—
E
—
+
VBE
VCE

Fig. 81

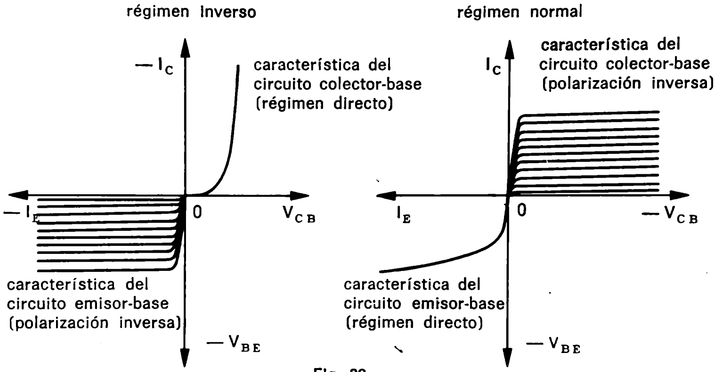


Fig. 82

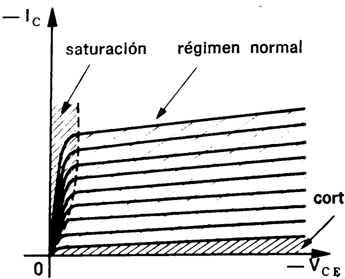


Fig. 83

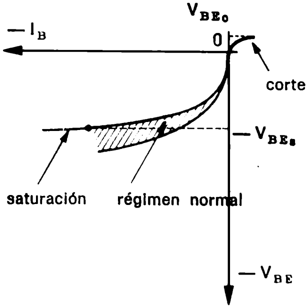


Fig. 84

### *Régimen inverso* (figura 81)

Cuando el transistor pasa de un estado de saturación a otro de corte, el período transitorio le sitúa en un régimen de funcionamiento inverso.

En estas condiciones la unión colector-base está polarizada en sentido directo, mientras que la unión base-emisor lo está en sentido inverso.

El esquema equivalente comprende las dos uniones, así como la resistencia $r_{bb'}$; dadas las condiciones de polarización directa de la unión colector-base, debe conectarse un generador de corriente en los bornes de la unión base-emisor.

La delimitación de las zonas de funcionamiento correspondientes a estos estados de polarización, en las redes de características de entrada y salida del transistor, se hace muy difícil. En realidad la tensión base-emisor pasa instantáneamente de $-V_{BE_s}$ a un valor $V_{BE_c}$ positivo; el punto de funcionamiento se desplaza de la región de saturación a la de corte, pero no puede servirse de la zona de la característica correspondiente al régimen de funcionamiento normal.

El estudio del comportamiento de un transistor en régimen inverso se limita prácticamente a consideraciones transitorias; el empleo de un esquema dinámico equivalente es mucho más eficaz en este régimen particular de funcionamiento.

Hay que observar, que en circuito de base común, considerada la clara separación de las dos uniones durante el estado de polarización, se pueden establecer nuevas familias de características de entrada y salida. Estando la unión base-emisor polarizada en sentido inverso, la familia de características de entrada correspondiente $(-V_{EB}) = f(-I_E)$ se parece a la de salida $(-I_C) = f(V_{CB})$ del mismo transistor en régimen de funcionamiento normal (fig. 82); en cuanto a la familia de características de salida, considerada la polarización directa de la unión colector-base, es sensiblemente idéntica a la de características de entrada del mismo transistor en régimen de funcionamiento normal. ($(V_{CB}) = f(I_C)$ en régimen inverso es de trazo poco diferente de $(I_E) = f(V_{EB})$ en régimen normal (fig. 82)).

La red de características $(-V_{CE}) = f(-I_C)$ para diferentes valores de la corriente de base $(-I_B)$ de un transistor montado con emisor común permite ilustrar prácticamente el comportamiento de este último en los diversos regímenes de funcionamiento.

La región rayada en negro en la figura 83 corresponde a la utilización del transistor en el corte; la rayada en verde, al régimen normal; la rayada en rojo, a la saturación. El régimen inverso se puede estudiar mediante una red de características directas de la unión colector-base.

Las diferentes regiones de las características de entrada $(-V_{BE}) = f(-I_B)$ correspondientes a los diversos estados del transistor, estudiados anteriormente, así como la posición límite de los puntos de reposo están indicados en la figura 84 (en negro, el corte; en verde, el régimen normal, y en rojo, la saturación). El régimen inverso se puede estudiar mediante una red de características inversas de la unión base-emisor.

## 1.9. Efecto "Early".

En el establecimiento de los anteriores esquemas estáticos equivalentes no hemos tenido en cuenta un efecto particular del transistor, que se caracteriza por una variación de alguna de sus propiedades dinámicas en función de la señal disponible a la salida; en realidad, este fenómeno se representa por un generador de tensión en serie con la unión emisor-base (fig. 85). Para subrayar el carácter no lineal de este efecto, se añade a menudo una resistencia no lineal ($r_c$) en paralelo con la unión base-colector.

La figura 85 representa el esquema global equivalente de un transistor en montaje de base común, utilizado este último en régimen normal de funcionamiento; en estas condiciones, la unión emisor-base está polarizada en sentido directo, y la unión base-colector, en el inverso .

El gráfico de concentraciones de portadores minoritarios, con los ejes de ordenadas graduados en escala lineal, nos había demostrado que en estas condiciones de polarización, la corriente de colector era función del valor del ángulo determinado por el gráfico de concentración de huecos móviles en la base con el eje de abscisas. En la figura 86 hemos tenido en cuenta, sin embargo, el espesor de las barreras.

Un aumento de la polarización inversa de la unión base-colector se traduce en un ensanchamiento de la barrera correspondiente. Si la polarización directa de la unión emisor-base permanece constante, el aumento del espesor de la barrera base-colector provoca una disminución del espesor de la base. Este estrechamiento de la base origina un aumento del valor del ángulo del gráfico de concentración de huecos móviles, produciendo así un aumento de la corriente de colector.

En funcionamiento, las variaciones de la tensión colector-base provocan una modulación del espesor de la base con el ritmo de la señal disponible en la salida, actuando así directamente sobre el valor de la ganancia de corriente de este transistor. Este efecto de reacción se representa por un generador de tensión en serie con la unión emisor-base, así como por una conductancia no lineal en bornes de la unión polarizada en sentido inverso.

En montaje de base común (fig. 87), este generador está cuantitativamente determinado por el producto: $\mu_{bc} \cdot V_{CB}$, en tanto que la conductancia está definida por $g_c = I/r_c$.

Un circuito de emisor común (fig. 88) está cuantitativamente simbolizado por el término: $\mu_{ec} \cdot V_{CE}$ y la conductancia por: $g_c (I + \alpha')$.

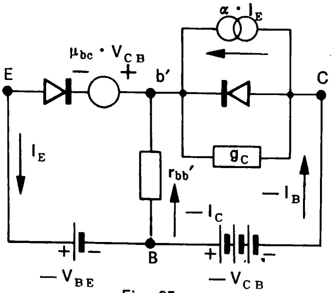

α · I_E
μ_bc · V_CB
− +
E
b′
C
I_E
r_bb′
g_C
— I_B
— I_C
+ −
B
+ −
— V_BE
— V_CB

Fig. 85

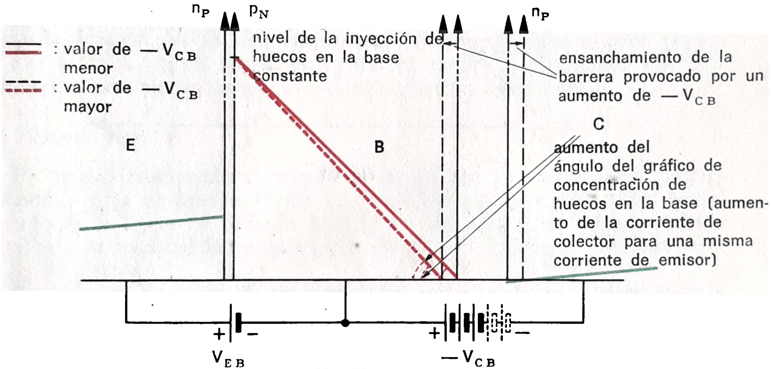

n_P
p_N
n_P
: valor de — V_CB menor
: valor de — V_CB mayor
nivel de la inyección de huecos en la base constante
ensanchamiento de la barrera provocado por un aumento de — V_CB
E
B
C
aumento del ángulo del gráfico de concentración de huecos en la base (aumento de la corriente de colector para una misma corriente de emisor)
+ −
V_EB
+ −
— V_CB

Fig. 86

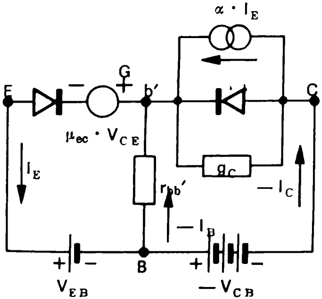

α · I_E
G
− +
E
b′
C
μ_ec · V_CE
I_E
r_bb′
g_C
— I_C
— I_B
+ −
B
+ −
V_EB
— V_CB

Fig. 87

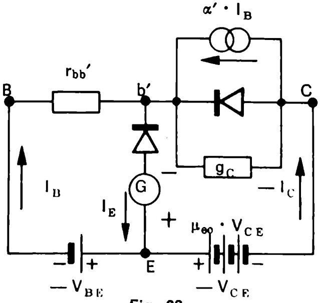

α′ · I_B
r_bb′
B
b′
C
g_C
−
G
I_B
I_E
— I_C
+
μ_eo · V_CE
− +
E
+ −
— V_BE
— V_CE

Fig. 88

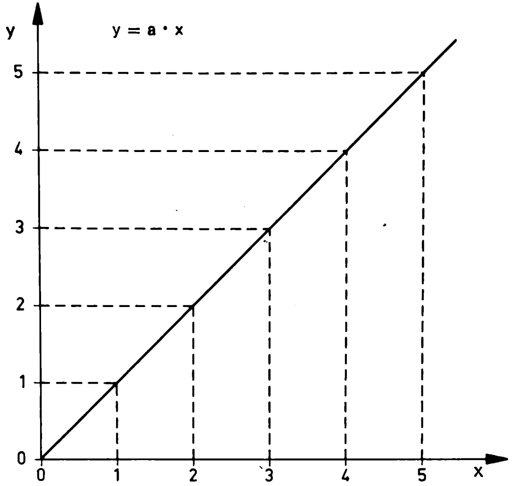


Fig. 89

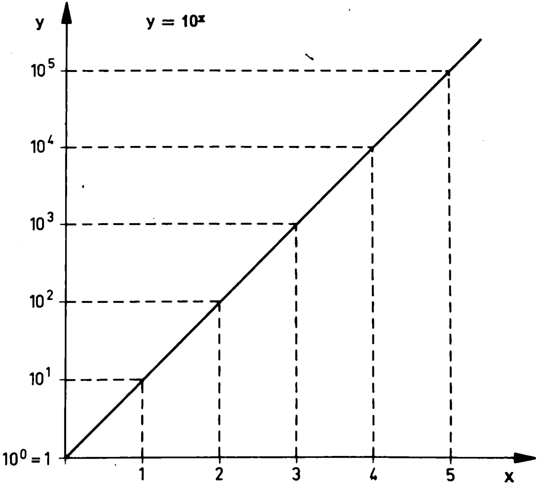


Fig. 90

# Apéndice

## ESCALA LINEAL Y ESCALA LOGARITMICA

En el capítulo anterior hemos hablado a menudo de gráficos de concentración en los que el eje de ordenadas podía estar graduado en escala lineal o en escala logarítmica. Estas dos posibilidades de representación ofrecen un gran interés para el estudio cualitativo e incluso cuantitativo de los semiconductores.

Es muy importante saber interpretar estos gráficos, cualquiera que sea la graduación utilizada en el eje de ordenadas. Además el paso de uno a otro sistema de ejes va acompañado automáticamente de una deformación de las curvas representadas. Se puede facilitar la comprensión de estos variados fenómenos mediante un repaso muy breve en la representación gráfica de una función, con el eje de ordenadas en escala lineal (función lineal) o bien con dicho eje en escala logarítmica (función logarítmica).

### 1. *Función lineal*

El estudio relativamente sencillo de la función $y = a\,x$ muestra perfectamente la idea de función lineal. En el eje de ordenadas del gráfico representado en la figura 89 tenemos la cifra 1 como unidad de referencia. Para simplificar la explicación escogemos un sistema de graduación idéntica para el eje de abscisas.

En el punto de cruce de los dos ejes, la cifra 0 relaciona efectivamente el valor de la variable al de la función (para $x = 0$, $y = 0$). Cuando $x$ varía de 0 a 5, por ejemplo, la función $y$ lo hace en una relación idéntica: 0 a $5 \cdot a$; el valor del parámetro $a$ sólo interviene en el ángulo determinado por la recta representativa de esta función con uno de los ejes del gráfico.

### 2. *Función logarítmica*

En el caso anterior, $y$ era una función lineal de $x$, pues el segundo término de la ecuación correspondía al producto del parámetro ($a$) por la variable ($x$). Sin embargo, es posible estudiar una función en la que la variable no multiplique al parámetro, sino que le sirva de exponente, por ejemplo $y = a^x$. Si tomamos en esta ecuación un valor de $a$ idéntico a la base de los logaritmos vulgares, por ejemplo $a = 10$, obtenemos una función de la forma $y = 10^x$. En el gráfico representado en la fig. 90, el eje de ordenadas está graduado en potencias de 10 ($10^1$, $10^2$, $10^3$, ...). El punto de cruce de los dos ejes se puede elegir para $x = 0$; en estas condiciones, $y = 10^0 = 1$.

Cuando $x$ varía de 0 a 5, por ejemplo, $y$ va de $10^0$ (1) a $10^5$. El aumento de la función frente a un aumento de la variable no es lineal, sino logarítmico.

Es muy interesante establecer una analogía entre las graduaciones del eje de ordenadas de este gráfico y las utilizadas en los mismos ejes de los gráficos de concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios del diodo o del transistor.

*Representación de una función logarítmica en un sistema de ejes con graduaciones lineales*

En el capítulo anterior, el paso de la representación logarítmica de un gráfico a representación lineal (gráfico de concentración de portadores minoritarios en la base de un transistor, por ejemplo, facilitaba considerablemente su interpretación en el plano cuantitativo. Para comprender mejor esta trasposición, probemos ahora a representar la función $y = 10^x$ en un gráfico cuyos ejes de ordenadas y de abscisas estén graduados en escala lineal.

En la figura 91, las graduaciones del eje de ordenadas varía según una ley logarítmica, mientras que el eje de abscisas está graduado en escala lineal. En estas condiciones, la curva representativa de la función $y = 10^x$ es perfectamente recta.

La lectura punto por punto de este gráfico nos muestra que para $x = 0$, $y = 1$; para $x = 1$, $y = 10$; para $x = 2$, $y = 100$; para $x = 3$, $y = 1.000, \ldots$ Limitaremos nuestro estudio a $x = 5$; para este valor de $x$, $y$ es igual a $10^5$ o sea 100.000.

La representación gráfica de tal función con relación a un sistema de ejes graduados en escala lineal es ante todo función del valor límite elegido para $y$. En nuestro caso $y_{lim} = 10^5$. Coloquemos este valor límite de $y$ en el extremo superior del eje de ordenadas. Para $y = 10^4$, el punto correspondiente se sitúa a una distancia diez veces menor con relación al punto de cruce de los dos ejes (ordenada y abscisa nulas).

Para $y = 10^3$, el punto correspondiente en el eje de ordenadas se halla ahora a una distancia diez veces menor con relación al caso anterior; en consecuencia, la distancia que separa el punto $10^3$ de la posición 0 debe ser 100 veces menor que la existente entre la representación del valor límite elegido para $y$ y el punto 0.

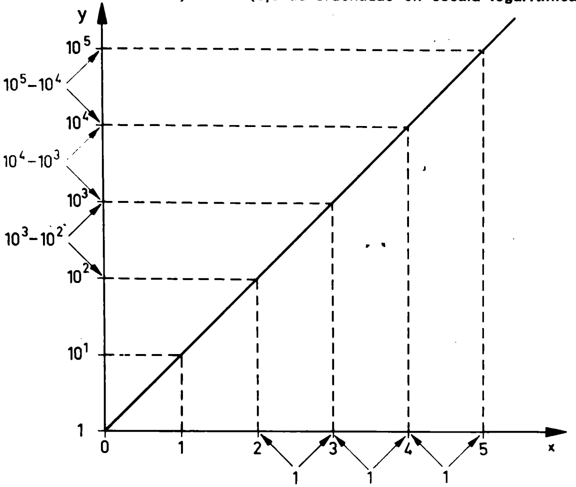

$y = 10^x$ (eje de ordenadas en **escala logarítmica**)

Fig. 91

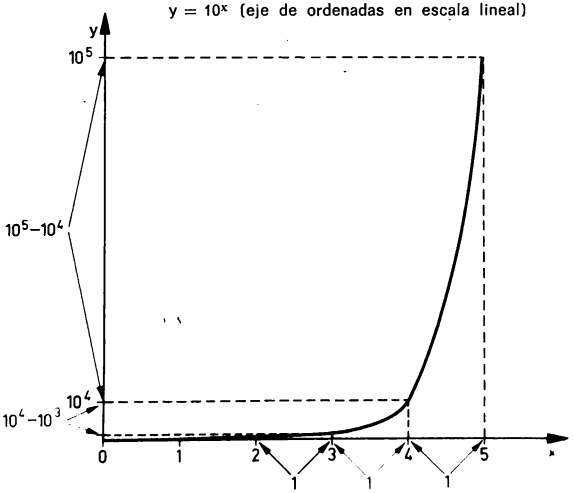
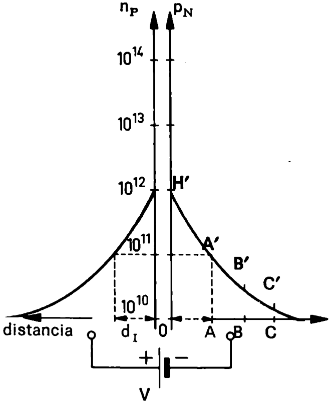

$y = 10^x$ (eje de ordenadas en escala lineal)

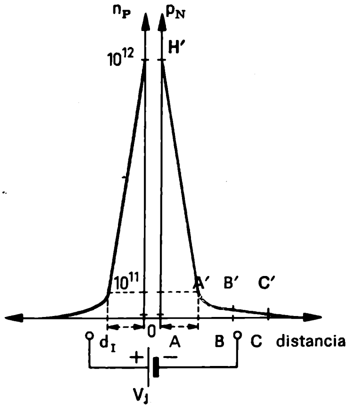
Fig. 92

unión polarizada en sentido directo


$n_P$
$p_N$
$10^{14}$
$10^{13}$
$10^{12}$
H′
$10^{11}$
A′
B′
C′
$10^{10}$
distancia
$d_I$
0
A
B
C
+
−
V

escala logarítmica

Fig. 93


$n_P$
$p_N$
$10^{12}$
H′
$10^{11}$
A′
B′
C′
$d_I$
0
A
B
C
distancia
+
−
$V_J$

escala lineal

Fig. 94

transistor en régimen normal

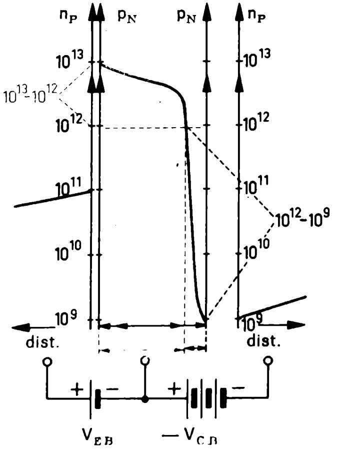

$n_P$
$p_N$
$p_N$
$n_P$
$10^{13}$
$10^{13}$-$10^{12}$
$10^{12}$
$10^{11}$
$10^{10}$
$10^9$
$10^{13}$
$10^{12}$
$10^{11}$
$10^{12}$-$10^9$
$10^{10}$
$10^9$
dist.
dist.
+
−
+
−
$V_{EB}$
$-V_{CB}$

Fig. 95

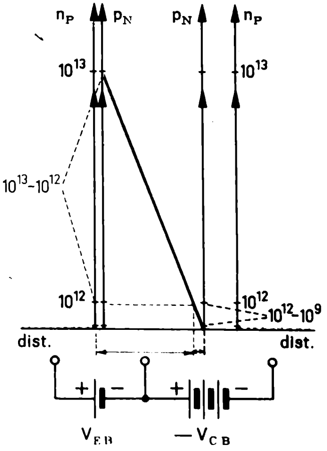

$n_P$
$p_N$
$p_N$
$n_P$
$10^{13}$
$10^{13}$-$10^{12}$
$10^{12}$
$10^{13}$
$10^{12}$
$10^{12}$-$10^9$
dist.
dist.
+
−
+
−
$V_{EB}$
$-V_{CB}$

Fig. 96

Se hace ahora muy difícil representar los otros valores de $y$ en el eje de ordenadas; en la práctica podemos situarlos en el punto de origen del gráfico.

En estas condiciones, la función $y = 10^x$ está representada por la curva trazada en la figura 92. Es, pues, relativamente cómodo pasar de un sistema de ejes a otro cuando el razonamiento se hace en curvas definidas por funciones fundamentales, aunque estas últimas sean más complejas en el caso de diodos y transistores, la trasposición de gráficos de concentraciones de portadores minoritarios de un sistema de ejes a otro, no es difícil. Tomemos por ejemplo las concentraciones de electrones libres (lado del germanio de tipo P) y de huecos móviles (lado del germanio de tipo N) a ambos lados de la unión polarizada en sentido directo. Los ejes de ordenadas están graduados en escala logarítmica y la disminución exponencial de las concentraciones correspondientes está físicamente ligada a las nociones de recombinación.

En tal representación (fig. 93) las diferencias de niveles de concentración definen el valor de la corriente que circula exteriormente a la unión.

Podemos representar ahora estas mismas concentraciones en gráficos cuyos ejes de ordenadas estén en escala lineal (fig. 94). Como en el caso anterior, no tendremos en cuenta el espesor de la barrera, con el fin de facilitar las explicaciones.

En el eje de ordenadas (situado al lado del germanio de tipo N) situemos el punto $10^{10}$, que corresponde a la concentración de equilibrio de portadores minoritarios en esta región. En los bordes de la unión, por ejemplo en el eje de ordenadas, la concentración de estos portadores, es, en estas condiciones de polarización, sensiblemente igual a $10^2$; representemos a una distancia diez veces mayor que para el punto precedente la ordenada $10^{12}$. Es preciso graduar el eje de abscisas. Si $OA$ corresponde a la unidad de distancia, $OB = 2\,(OA)$, $OC = 3\,(OA)$, etc.

La concentración en la proximidad de la unión es igual a $10^{12}$. Coloquemos este punto en $H'$, en el eje de ordenadas (fig. 94).

A una distancia $OA$ de esta unión, la concentración sólo es igual a $10^{11}$ y el punto de cruce de las perpendiculares trazadas por los puntos de abscisas y ordenadas define uno de los puntos de la curva representativa de las variaciones de concentración (punto $A'$). Es muy fácil determinar en este mismo gráfico la posición de los puntos $B'$, $C'$, etc. La curva obtenida de esta forma se diferencia del gráfico anterior por una disminución mucho más brusca de la concentración en la proximidad de la unión. Si suponemos porcentajes de impurezas idénticos en el germanio N y en el P, que forman esta unión, la curva de concentraciones de portadores minoritarios (ejes de ordenadas en escala lineal) son semejantes.

*Utilización de esta trasposición en el caso de un transistor*

En la figura 95, que representa las variaciones de concentración de huecos móviles en la base de un transistor PNP, polarizado en condiciones normales de funcionamiento, observamos el decrecimiento lineal de esta concentración en función de la distancia.

Se puede admitir, en tales condiciones, que la curva de concentración de huecos en la base es perfectamente recta en un gráfico cuyo eje de ordenadas está en escala lineal (figura 96).

En escala logarítmica, la diferencia de niveles de concentración de portadores minoritarios, en la proximidad de la unión base-emisor con relación al otro extremo de la base, define prácticamente el número de portadores que atraviesan la base (en consecuencia, la corriente de colector).

En escala lineal, el ángulo del gráfico de concentración de huecos en la base está cuantitativamente ligado a esta diferencia de niveles; prácticamente, una variación de este ángulo entraña otra, en el mismo sentido, del valor de la corriente de colector.

## SEGUNDA PARTE

# EL TRANSISTOR EN REGIMEN DE AUDIOFRECUENCIA

## GENERALIDADES

El comportamiento de los transistores en régimen de audiofrecuencia es, ante todo, función de la amplitud de la señal que se ha de amplificar; el estudio correspondiente se debe hacer en función de sus diferentes niveles, por lo que consideraremos sucesivamente el funcionaminto de los transistores, por una parte, en régimen de señales débiles y, por otra, en régimen de señales fuertes.

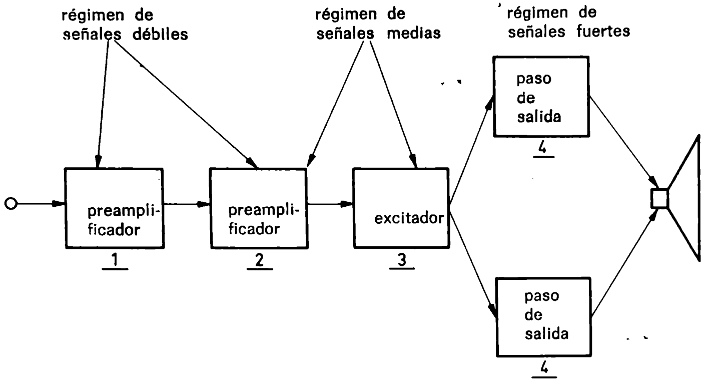
Entre estos dos casos extremos se puede admitir una tercera posibilidad, que corresponde al empleo de los transistores en un régimen intermedio. Prácticamente, una cadena de amplificación para señales de audiofrecuencia representa perfectamente las diferentes posibilidades ya enunciadas. Podemos clasificar los pasos 1 y 2 del esquema sinóptico de la figura 97 en la categoría de amplificadores que funcionan en régimen de señales débiles; el paso 3 (paso principal) corresponde a la utilización del transistor en régimen de señales medias, mientras que el paso 4 corresponde a la utilización del transistor en régimen de señales fuertes.

Para cada uno de estos regímenes, y aunque los medios disponibles para resolver cada uno de los problemas creados por la realización de un proyecto sean a menudo muy diferentes, se deberá hacer una elección entre las diferentes posibilidades de montaje del transistor.

En la práctica, las ventajas inherentes al montaje de emisor común le hacen a veces preferible al de base o colector común; sin embargo, en el cuadro de aplicaciones particulares relacionadas con la amplificación de audiofrecuencia es aconsejable utilizar uno u otro de estos últimos montajes. El estudio consiguiente no puede limitarse, en estas condiciones, a una aplicación particular de los transistores, debiendo, por lo contrario, presenta un carácter mucho más general.

Además de la elección del circuito que se ha de utilizar, existen otros problemas comunes a los diversos regímenes de funcionamiento de los transistores, en particular los de estabilización de las características en función de las variaciones de temperatura, y la compensación de las tolerancias de fabricación; además de esto, las nociones de curva de respuesta de frecuencia son muy importantes.

Antes de tratar detalladamente cada uno de los regímenes de funcionamiento del transistor, es muy importante subrayar la gran diferencia que existe entre los medios utilizados en el momento del cálculo de un proyecto en régimen de señales débiles y los elementos disponibles para el estudio correspondiente en régimen de señales fuertes.



régimen de señales débiles
régimen de señales medias
régimen de señales fuertes
preamplificador
1
preamplificador
2
excitador
3
paso de salida
4
paso de salida
4

Fig. 97

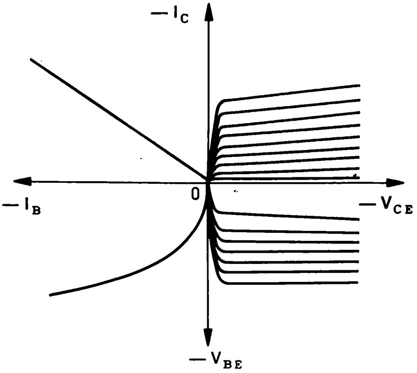


Fig. 98

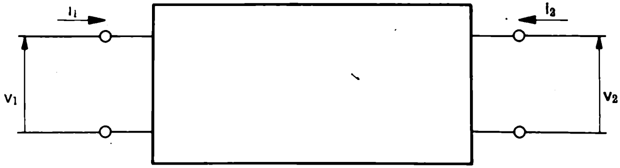
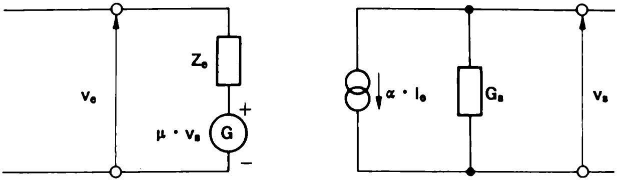


Fig. 99



v_e
Z_e
+
μ · v_s
G
−
α · i_e
G_s
v_s

Fig. 100

## CAPITULO 2

# EL TRANSISTOR EN REGIMEN DE SEÑALES DEBILES

Una cadena de amplificación de audiofrecuencia equipada con transistores comprende siempre un cierto número de pasos; un estudio completo del transistor y de su comportamiento frente a elementos exteriores con un solo paso no será suficiente. Los problemas de acoplamiento entre los diversos pasos adquieren una importancia particular; veremos además que la elección del circuito de acoplo queda pronto muy limitada, según el tipo de montaje utilizado.

En régimen de señales débiles, podemos definir los principales puntos que servirán de criterio en el desarrollo futuro; en orden decreciente de importancia, los clasificaremos de la siguiente forma:

- — Máxima ganancia de potencia.
- — Curva de respuesta de frecuencia.
- — Problema de estabilidad.

La ganancia de potencia del paso es ante todo función del valor de las resistencias de carga y de ataque (problemas de adaptación), así como de la elección del punto de polarización (influencia de las corrientes y de las tensiones continuas de reposo, sobre el valor de los parámetros propios del transistor).

La curva de repuesta en función de la frecuencia, cuantitativamente ligada a las nociones de distorsión lineal, es a la vez función de ciertos parámetros del transistor, en particular la frecuencia de corte de la ganancia de corriente (en el caso de una excitación por corriente, que es la posibilidad más frecuente en este régimen de funcionamiento), así como el valor de los elementos constitutivos del circuito (condensadores de acoplo, capacidades equivalentes, etc.).

Los problemas de estabilización, que en estas condiciones pueden parecer relativamente menos importante, exigen algunas precauciones en el momento de la ejecución de tales pasos. La utilización de circuitos de estabilización, que conocemos ya, se facilita cuantitativamente con el empleo de las nociones de "factor de estabilidad".

Para resolver todos estos problemas, el constructor pone a nuestra disposición un cierto número de elementos, que son:

- — Las familias de características.
- — Los parámetros.
- — Los esquemas equivalentes.

Las familias de características (representadas para un transistor con montaje de emisor común en la fig. 98) no son prácticamente utilizables en régimen de señales débiles; en consecuencia, sólo podemos utilizar los parámetros (nociones de cuadripolo, fig. 99) o los esquemas equivalentes (figura 100).

## 2.1. Parámetros

Para los transistores de baja potencia, el fabricante indica siempre en los folletos de características correspondientes los parámetros $h$ ($h_{11b}$, $h_{12b}$, $h_{21b}$ y $h_{22b}$ para el circuito de base común; $h_{11e}$, $h_{12e}$, $h_{21e}$ y $h_{22e}$ para el de emisor común). Además, la literatura especializada en esta materia nos ha acostumbrado a numerosas tablas de equivalencia entre otros parámetros y elementos, tales como los parámetros "$z$" y los "$y$".

En régimen de audiofrecuencias, es posible utilizar estos tres tipos de parámetros, con la condición de que el montaje sea atacado por señales de amplitud muy débil. El problema, pues, es la elección, entre estos diversos elementos, de la categoría de parámetros que corresponda mejor al circuito realizado: La cuestión a tratar es, pues, la siguiente:

¿En qué casos hay interés en emplear un tipo de circuito en lugar de los otros dos?

La respuesta a esta pregunta se facilita considerablemente si empezamos por definir lo más sencillamente posible los parámetros "$z$" y "$h$" de un cuadripolo. Pero la palabra cuadripolo asusta muy a menudo al técnico que no ignora que este término es cuantitativamente sinónimo de cálculo matricial. Daremos en este capítulo algunas nociones de cálculo matricial; aunque aparentemente elementales, son más que suficientes para efectuar los cálculos que se pueden encontrar al establecer un proycto por la teoría de cuadripolos.

Esta teoría de los cuadripolos debe ser desarrollada desde un punto de vista general; adaptándola al transistor, así como a otros circuitos fundamentales (resistencia en serie, paralelo, transformador, etc.).

### PARAMETROS $z$

Representemos en la figura 101 un circuito que comprende una resistencia $r$ en bornes de la cual se halla conectada una fuente de tensión continua $V$; por este circuito pasa una corriente (electrónica) que representaremos por $I$.

La ley de Ohm nos permite escribir que la tensión $V$ es igual al producto de la resistencia $r$ por la corriente $i$ que la traviesa, o sea, $V = r \cdot i$.

En esta ecuación $V$ es la variable dependiente de la función, $i$ la variable independiente y $r$ el parámetro. *En consecuencia, $r$ constituye el parámetro de este circuito.*

Remplacemos en el circuito anterior la resistencia $r$ por una impedancia $z$ (fig. 102), y la fuente de tensión continua por un generador de tensión alterna $v = V \operatorname{sen} \omega t$; en estas condiciones, una sencilla aplicación de la ley de Ohm permite escribir la relación $v = z \cdot i$.

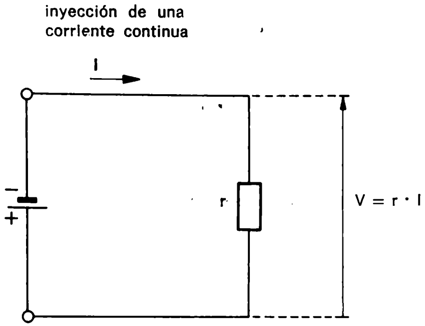

inyección de una corriente continua
I
−
+
r
V = r · I

Fig. 101

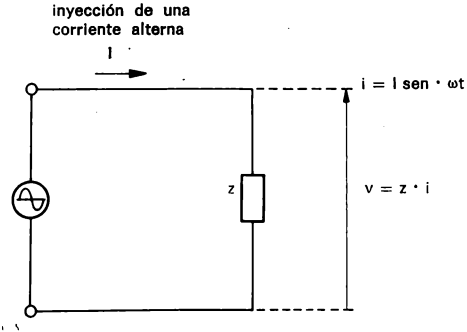

inyección de una corriente alterna
I
i = I sen · ωt
z
v = z · i

Fig. 102

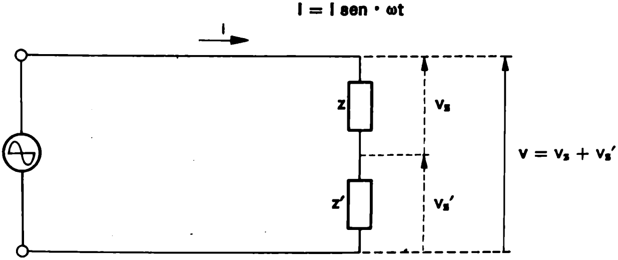
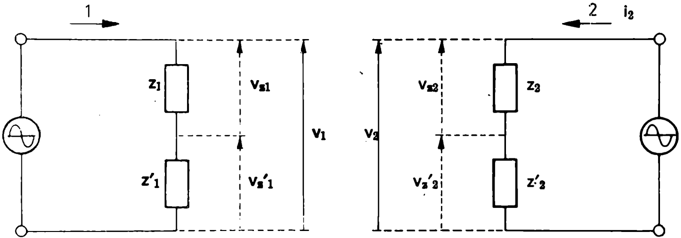

I = I sen · ωt
I
z
z'
Vz
Vz'
V = Vz + Vz'

Fig. 103


1
2
i2
z1
z'1
Vz1
Vz'1
V1
V2
Vz2
Vz'2
z2
z'2

$v_1 = v_{z1} + v_z'_1 = z_1 \cdot i_1 + z'_1 \cdot i_1$ $\quad$ $v_2 = v_{z2} + v_z'_2 = z_2 \cdot i_2 + z'_2 \cdot i_2$

Fig. 104

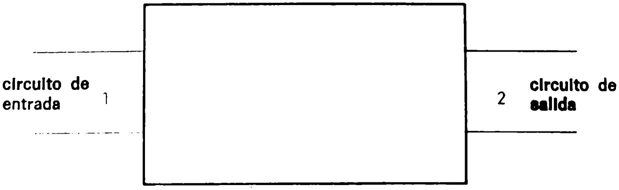

circuito de entrada
1
2
circuito de salida

Fig. 105

En la ecuación $v = z \cdot i$, $v$ constituye la variable dependiente; $i$ la independiente y $z$ el parámetro. *$z$ define, pues, el parámetro de este circuito.*

Supongamos ahora un circuito que comprenda dos impedancias $z$ y $z'$ en serie (fig. 103) conectado todo él en los bornes de un generador de tensión alterna $v = \text{sen}\,\omega t$.

La ecuación que liga el valor de la corriente al de la tensión es de la forma:

$$v = z \cdot i + z' i,$$

*$z$ y $z'$ constituyen los parámetros de este nuevo circuito.*

En lugar de representar un circuito simple como en la figura anterior, estudiaremos ahora un conjunto de dos circuitos (fig. 104). Este conjunto se puede subdividir en dos partes:

— El circuito 1, que comprende las dos impedancias $z_1$ y $z_1'$ en serie; en los bornes de este conjunto se aplica una tensión alterna de valor instantáneo $v_1$. Simbolicemos por $i_1$ la corriente que pasa por el circuito; en estas condiciones:

$$v_1 = z_1 \cdot i_1 + z_1' \cdot i_1$$

— El circuito 2, que comprende asimismo dos impedancias $z_2$ y $z_2'$ en serie; a los bornes de este conjunto se aplica un generador de tensión alterna $v_2$. Llamamos $i_2$ a la corriente correspondiente; la ecuación del circuito 2 es de la forma:

$$v_2 = z_2 \cdot i_2 + z_2' \cdot i_2$$

En la práctica las dos ecuaciones anteriores definen cuantitativamente el comportamiento del conjunto de los dos circuitos representados en la figura 104. Los términos $z_1$, $z_1'$ y $z_2$, $z_2'$ definen los parámetros respectivos de los circuitos 1 y 2.

Las dos ecuaciones se escriben en la forma agrupada:

$$\begin{aligned} v_1 &= z_1 \cdot i_1 + z_1' \cdot i_1 \\ v_2 &= z_2 \cdot i_2 + z_2' \cdot i_2 \end{aligned}$$

Esta representación de las dos ecuaciones es muy importante: su disposición corresponde a la que se encontrará en la teoría de los cuadripolos.

Las disposición de los circuitos en la figura 104 se parece bastante a la idea que nos hacíamos de un cuadripolo; en realidad hay muy grandes diferencias en la definición de los diversos elementos constitutivos de este último, particularmente en lo que concierne a los términos $z_1'$ y $z_2'$.

¿Cómo definir o, más exactamente, representar el cuadripolo activo?

Se representa a menudo por un rectángulo que tiene dos bornes de entrada y otros dos de salida (fig. 105). Para mayor sencillez, llamemos al circuito de entrada, circuito 1, y al de salida, circuito número 2. Aparentemente, nos hallamos en condiciones similares al caso anterior en cuanto a número de circuitos.

Sin embargo, si el conjunto de la figura 104 se comporta como dos circuitos totalmente separados, el comportamiento del cuadripolo es en este punto muy diferente.

Si se inyecta una corriente alterna de valor instantáneo $i_1$ en el circuito de entrada de este cuadripolo (fig. 106), aparece inmediatamente una tensión alterna de valor instantáneo $v_2$ en los bornes del circuito de salida. Se sobreentiende que hay transferencia de energía del circuito de entrada al de salida, pudiendo en la práctica circular una corriente $i_2$ en este último.

Se puede escribir, en estas condiciones, que la tensión $v_2$ (tensión en bornes del circuito de salida) es igual a la suma de dos tensiones (fig. 107).

— De una parte, la tensión inyectada del circuito de entrada en el de salida; esta energía se puede representar por un generador de tensión, que definiremos cuantitativamente a continuación;

— de otra parte, la tensión que aparece en los bornes de la impedancia propia de salida del cuadripolo; esta tensión se debe al paso de la corriente $i_2$ por esta impedancia.

Si se transmite cierta energía de la entrada a la salida del cuadripolo, inversamente, una fracción de la energía disponible a la salida es reinyectada en el circuito de entrada, lo que se explica por las impedancias comunes a estos dos circuitos.

Se puede escribir que la tensión $v_1$ en bornes de la entrada del cuadripolo se subdivide en otras dos (fig. 108).

Por una parte, la tensión que aparece en los bornes de la impedancia propia de entrada del cuadripolo, la cual está provocada por el paso de la corriente $i_1$ por esta impedancia; por otra parte, la energía reinyectada por el circuito de salida en el de entrada; en tales condiciones, esta energía se puede representar por un generador de tensión, que determinaremos cuantitativamente a continuación.

Por tanto, nuestro cuadripolo se puede representar por un conjunto de circuitos, estando compuesto cada uno de ellos, interiormente, por una impedancia en serie con un generador de tensión (fig. 108).

Las diferentes tensiones que acabamos de enumerar se deben determinar cuantitativamnte partiendo de los parámetros ya definidos; por ejemplo:

— $v_{z_1} = z_1 \cdot i_1$, tensión en los bornes de la impedancia propia del circuito de entrada.

— $v_{z_2} = z_2 \cdot i_2$, tensión en los bornes de la impedancia propia del circuito de salida;

estas dos tensiones ilustran prácticamente el comportamiento pasivo del cuadripolo; queda, pues, por representar su comportamiento activo.

El generador de tensión $v_{g1}$ representa la energía reinyectada del circuito de salida al de entrada; cuantitativamente, esta última está ligada al valor de la corriente que pasa por el circuito de salida ($i_2$).

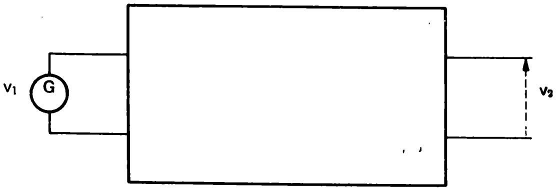
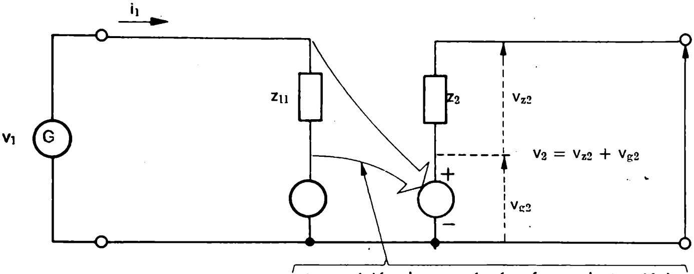
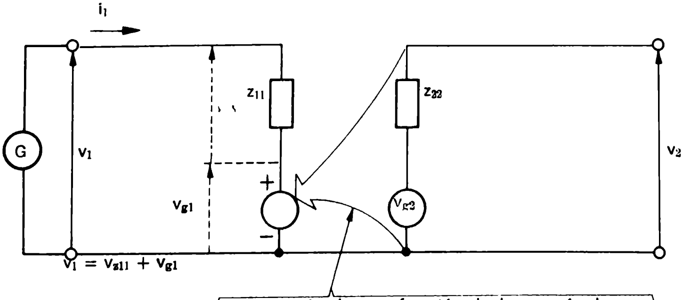


Fig. 106


i1
V1
G
Z11
Z2
Vz2
V2 = Vz2 + Vg2
+
Vg2
−

transmisión de energía (en forma de tensión) del circuito de entrada al de salida

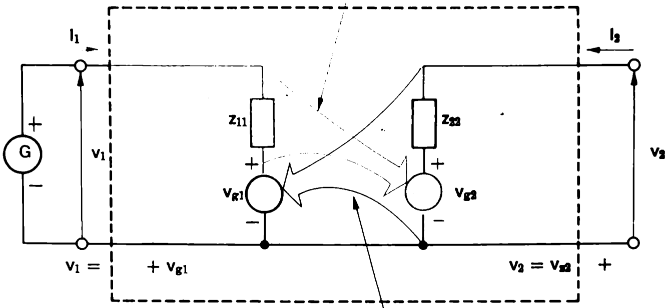
Fig. 107


i1
G
V1
Z11
Z22
+
Vg1
−
Vg2
V2
V1 = Vz11 + Vg1

reinyección de una fracción de la energía de salida (en forma de tensión) en el circuito de entrada

Fig. 108

transferencia de energía en sentido directo representado por el generador de tensión $v_{g2}$ en el circuito de salida


I1
I2
+
G
−
v1
Z11
Z22
+
+
Vg1
Vg2
−
−
v2
v1 =
+ vg1
v2 = vg2
+

transferencia de energía en sentido inverso, representado por el generador de tensión $v_{g1}$ en el circuito de entrada

Fig. 109

En la ecuación total del circuito de entrada:

$v_1 = v_{z1} + v_{g1} = z_1 \cdot i_1 + k \cdot i_2$, el término ($k \cdot i_2$) corresponde a una tensión, ya que $v_1$ es por definición igual a la suma de dos tensiones.

Por tanto, el parámetro $k$ sólo puede ser definido como una impedancia; esta última no pertenece exclusivamente a un solo circuito, sino que es común a los de entrada y salida (fig. 109).

De estas comprobaciones se deduce que esta impedancia, llamada también "impedancia de transferencia inversa del cuadripolo", sólo puede estar representada por la letra "z", seguida de dos cifras que indican los circuitos en presencia. La disposición de estas cifras depende del sentido de inyección o reinyección de la energía: la primera indica el circuito en el que se reinyecta la energía (en este caso, el de entrada, de ahí la cifra 1 en primera posición); la segunda representa el circuito de donde proviene esta energía (el de salida por lo que lo representamos por la cifra 2 colocada en segunda posición) en estas condiciones:

$$k = z_{12}.$$

Por tanto, $z_{12}$ define cuantitativamente la impedancia de transferencia inversa del cuadripolo. La ecuación total del circuito de entrada se puede escribir en la forma:

$$v_1 = z_1 \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2.$$

donde $z_1$ representa la impedancia propia del circuito de entrada; para más homogeneidad y para subrayar que esta impedancia pertenece exclusivamente al circuito número 1 se puede poner la cifra 1 dos veces como subíndice de $z$. La ecuación final del circuito de entrada queda en la forma:

$$v_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2 \tag{2.1}$$

Hagamos el mismo razonamiento para establecer la ecuación del circuito de salida: La tensión $v_2$, disponible en los bornes de este circuito, es igual a la suma de las dos tensiones:

$$v_2 = v_{z2} = + v_{g2} \text{ (fig. 109)}$$

$v_{z2}$ define la tensión en bornes de la impedancia propia del circuito de salida y es igual al producto de esta impedancia ($z_2$) por la corriente que la atraviesa ($i_2$). En la práctica $z_2$ es un parámetro ligado únicamente al circuito de salida; en estas condiciones y para atenerse a las reglas dictadas al establecer la ecuación del circuito de entrada, la impedancia propia del circuito de salida se representará por la letra $z$ seguida de dos cifras 2 en subíndice ($z_{22}$); en este caso:

$$v_{z2} = z_{22} \cdot i_2$$

La tensión disponible en bornes del generador $v_{g2}$ representa en realidad la energía inyectada del circuito de entrada al de salida. Teniendo en cuenta que en este sistema de ecuaciones esta tensión es el producto de una impedancia por una corriente, se puede representar en la forma:

$$v_{\sigma 2} = k' \cdot i_1.$$

En esta ecuación $k'$ representa una impedancia llamada también "impedancia de transferencia directa del cuadripolo" e $i_1$, que no es otra cosa que la corriente que pasa por el circuito de entrada, refleja perfectamente el origen de esta tensión en relación con la energía propia del circuito de entrada.

Así, pues, $k'$ define una impedancia común a los circuitos de entrada y salida, considerando esta vez la transferencia de energía en el sentido de "entrada" a "salida" del cuadripolo. En estas condiciones la letra $z$ que representa esta impedancia debe ir seguida de dos cifras, que corresponden respectivamente a los dos circuitos. Nos queda por determinar la posición de estas dos cifras. La energía inyectada en el circuito de salida (la cifra 2 se colocará en primera posición) proviene del de entrada (por tanto, la cifra 1 se situará en segunda posición); o sea:

$$k' = z_{21}$$

y:

$$v_{\sigma 2} = z_{21} \cdot i_1.$$

$z_{21}$ define la impedancia de transferencia directa del cuadripolo y $v_{\sigma 2}$ la energía inyectada en forma de una tensión del circuito de entrada al de salida. La ecuación total del circuito de salida se presenta en la forma:

$$v_2 = v_{z2} + v_{\sigma 2} = z_{22} \cdot i_2 + z_{21} \cdot i_1.$$

El cambio de los términos $i_2$ e $i_1$ en el segundo miembro no cambia la ecuación en lo que al resultalo se refiere, por ejemplo:

$$v_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2. \tag{2.2}$$

La representación simultánea de las ecuaciones finales del circuito de entrada (2.1) y del de salida (2.2) definen cuantitativamente el comportamiento global del cuadripolo representado en la figura 110

$$v_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2 \tag{2.1}$$

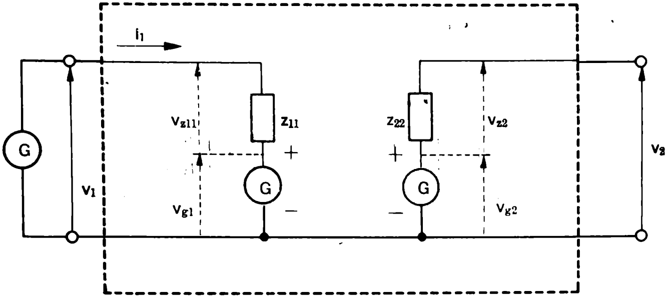
$$v_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2. \tag{2.2}$$

Este grupo de ecuaciones puede pasarse ahora a la forma matricial; el proceso es muy sencillo.

Las tensiones $v_1$ y $v_2$ que constituyen las funciones de estas dos ecuaciones las ponemos entre dos corchetes, según su posición de origen, o sea:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

El término representado define la matriz de las funciones. Considerada la disposición en columna de los elementos que la constituyen, la llamaremos "*columna matriz de las funciones*".


i1
G
V1
Vz11
Z11
+
G
−
Vg1
Z22
+
G
−
Vz2
Vg2
V2

$v_1 = v_{z11} + v_{g1}$

$v_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2$

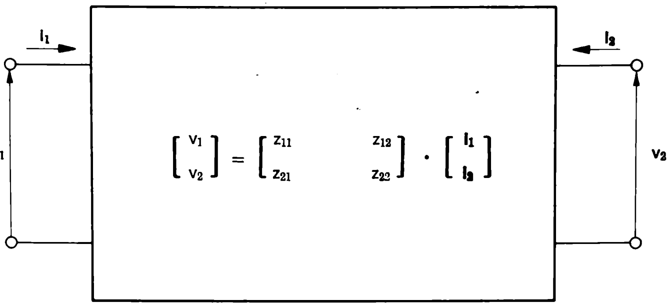
$v_2 = v_{g2} + v_{z2}$

$v_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2$

Fig. 110

## ecuación matricial del cuadripolo

### (parámetros z)



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Fig. 111

Las corrientes $i_1$ e $i_2$ constituyen las variables comunes de estas dos ecuaciones y se pueden presentar también en la misma forma:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

término que define también la matriz de las variables; como las dos variables están dispuestas en columna, la llamaremos "*columna matriz de las variables*".

En las ecuaciones (2.1) y (2.2) sólo hay términos en $z$, que constituyen los parámetros de estas dos ecuaciones. Pongamos estos dos parámetros entre corchetes, según su disposición en las ecuaciones anteriores:

$$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$$

Este término define la matriz de los parámetros; dado que contiene dos columnas de dos elementos cada una, la llamaremos "*matriz cuadrada de los parámetros*".

Acabamos de definir, para estos dos sistemas de ecuaciones, columnas matrices de funciones y de variables, así como una matriz cuadrada de los parámetros: ¿Cómo podemos agrupar estas matrices para obtener una ecuación matricial?

En una ecuación elemental de la forma $y = a \cdot x$, se expresa que la función es igual al producto del parámetro ($a$) por la variable ($x$); en una ecuación matricial se puede expresar de forma idéntica que la matriz de las funciones es igual al producto de la matriz de los parámetros por la de las variables.

En el caso que nos interesa, la ecuación matricial se escribe en la forma: columna matriz de las funciones $\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$, igual a la matriz cuadrada de los parámetros $\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$ multiplicada por la columna matriz de las variables $\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$, o sea (fig. 111):

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}. \tag{2.3}$$

Esta ecuación matricial se puede representar también de una forma ligeramente diferente, sustituyendo los corchetes por barras verticales; esta representación no cambia en nada en cuanto a las denominaciones de las diversas matrices.

$$\begin{Vmatrix} v_1 \\ v_2 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} i_1 \\ i_2 \end{Vmatrix}. \tag{2.3a}$$

Se puede simplificar la escritura de las ecuaciones (2.3) y (2.3a) sustituyendo la matriz completa de los parámetros $z$ por su equivalente simbólico, el cual se obtiene inscribiendo en un pequeño cuadrado el tipo de parámetro contenido en la matriz.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \boxed{z} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}. \tag{2.4}$$

El elemento más interesante de la ecuación anterior es la matriz cuadrada de los parámetros:

$$\boxed{z} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}. \tag{2.5}$$

Por eso ahora es muy importante definir con mucha más precisión cada uno de estos parámetros. Para ello, utilicemos de nuevo las ecuaciones básicas del cuadripolo:

$$v_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2 \tag{2.1}$$

$$v_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2. \tag{2.2}$$

*Definición de* $z_{11}$

En la ecuación $v_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2$, supongamos que la corriente $i_2$ es nula. Esta condición queda respetada en la figura 112, ya que la corriente del circuito de salida es nula ($i_2 = 0$); la tensión ($z_{12} \cdot i_2$) reinyectada del circuito de salida al de entrada es también nula; en tales condiciones:

$$v_1 = z_{11} \cdot i_1 \qquad (i_2 = 0).$$

De esta expresión se puede deducir el valor de $z_{11}$:

$$z_{11} = \frac{v_1}{i_1} \quad (i_2 = 0) \tag{2.6}$$

$z_{11}$ representa la impedancia de entrada del cuadripolo, estando abierto el circuito de salida (esta condición corresponde prácticamente a un valor infinito de la impedancia de carga de este cuadripolo).

*Definición de* $z_{12}$

En la misma ecuación $v_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2$, supongamos ahora que la corriente $i_1$ sea cero; esta condición queda respetada en la figura 113, en la que el circuito de entrada del cuadripolo está abierto. Prácticamente, la tensión $v_2$ debe estar aplicada en los bornes de salida del cuadripolo.

Si $i_1 = 0$, $z_{11} \cdot i_1$ es igual a cero y:

$$z_{12} = \frac{v_1}{i_2} \quad (i_1 = 0) \tag{2.7}$$

ya que:

$$v_1 = z_{11} \cdot i_2 \qquad (i_1 = 0).$$

Definición de $z_{11}$ (impedancia de entrada con circuito de salida abierto)

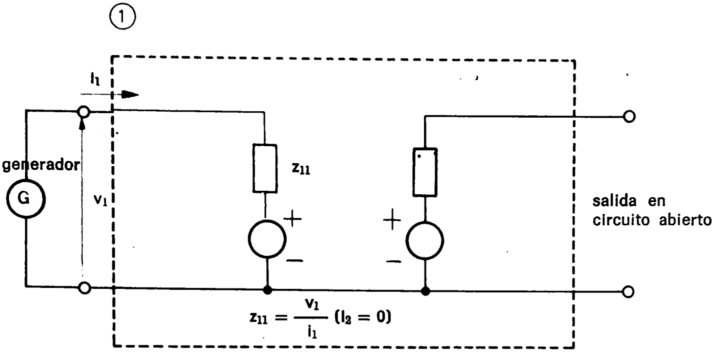

①
$i_1$
generador
G
$v_1$
$z_{11}$
+
−
+
−
salida en circuito abierto
$z_{11} = \frac{v_1}{i_1} \; (i_2 = 0)$

Fig. 112

Definición de $z_{12}$ (impedancia de transferencia inversa, con circuito de entrada abierto)

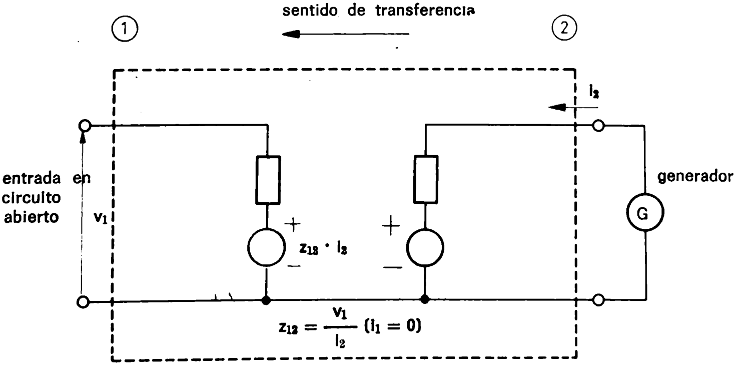

sentido de transferencia
①
②
$i_2$
entrada en circuito abierto
$v_1$
+
$z_{12} \cdot i_2$
−
+
−
generador
G
$z_{12} = \frac{v_1}{i_2} \; (i_1 = 0)$

Fig. 113

definición de $z_{21}$
(impedancia de transferencia directa, circuito de salida abierto)

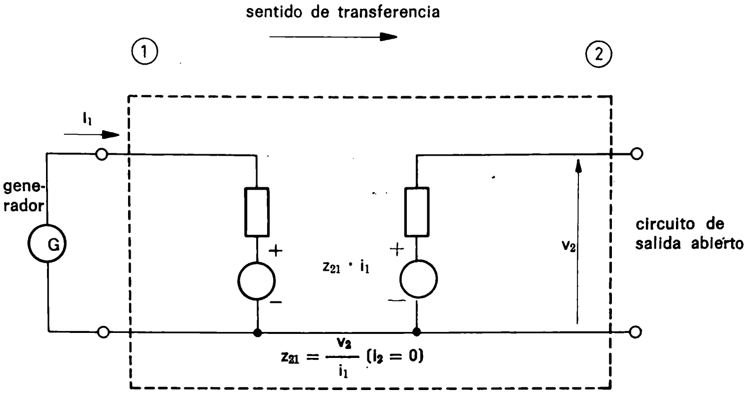

sentido de transferencia
①
②
$i_1$
generador
G
+
−
$z_{21} \cdot i_1$
+
−
$v_2$
circuito de salida abierto
$z_{21} = \frac{v_2}{i_1}$ ($i_2 = 0$)

Fig. 114

definición de $z_{22}$
(impedancia de salida, circuito de entrada abierto) ②

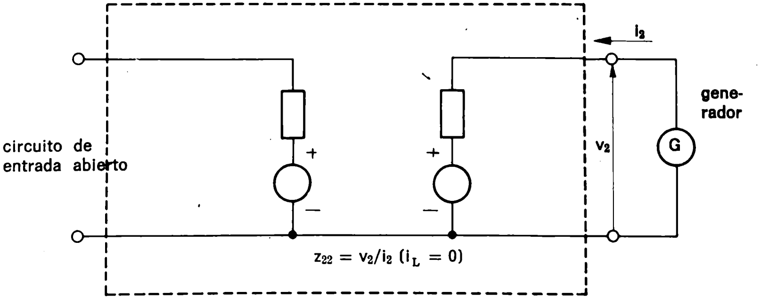

$i_2$
circuito de entrada abierto
+
−
+
−
$v_2$
generador
G
$z_{22} = v_2/i_2$ ($i_L = 0$)

Fig. 115

$z_{12}$ representa la impedancia de transferancia inversa del cuadripolo. Como el circuito de entrada está abierto (valor infinito de la impedancia de ataque) y en los bornes de salida hay una tensión $v_2$, esta impedancia queda definida por la relación entre la tensión reinyectada al circuito de entrada y la corriente que pasa por el circuito de salida.

### *Definición de $z_{21}$*

En la ecuación $v_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} i_2$, supongamos que la corriente $i_2$ sea nula. La figura 114 ilustra perfectamente este caso, ya que el circuito de salida está abierto (en la práctica, la impedancia de carga del cuadripolo es igual a infinito).

Siendo nula la corriente de salida ($i_2 = 0$) la tensión en los bornes de $z_{22}$ es también igual a cero; en estas condiciones:

$$v_2 = z_{21} \cdot i_1 \qquad (i_2 = 0).$$

De esta ecuación sacamos el valor de $z_{21}$:

$$z_{21} = \frac{v_2}{i_1} \quad (i_2 = 0) \tag{2.8}$$

$z_{21}$ representa la impedancia de transferencia directa del cuadripolo (salida abierta), ya que está definida por la relación existente entre la tensión inyectada por el circuito de entrada en el de salida y la corriente que circula por el primero.

### *Definición de $z_{22}$*

En la misma ecuación $v_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2$, supongamos que la corriente $i_1$ sea nula; la figura 115 corresponde a estas condiciones de utilización del cuadripolo. En realidad, el circuito de entrada está abierto y se aplica una tensión $v_2$ en los bornes de salida.

Si $i_1 = 0$, el producto $z_{21} \cdot i_1$ es también cero, y:

$$v_2 = z_{22} \cdot i_2 \qquad (i_1 = 0)$$

en estas condicoines:

$$z_{22} = \frac{v_2}{i_2} \quad (i_1 = 0) \tag{2.9}$$

$z_{22}$ representa la impedancia de salida del cuadripolo, estando abierto el circuito de entrada (para un valor infinito de la impedancia de ataque); $z_{22}$ está definida por la relación que existe entre la tensión en los bornes de salida de este cuadripolo y la corriente inyectada en este mismo circuito.

La matriz cuadrada de los parámetros presenta un interés considerable, ya que permite el estudio y sobre todo la determinación de elementos muy importantes.

La expresión de la matriz de los parámetros ilustra perfectamente el comportamiento del cuadripolo; se puede dividir esta matriz en cuatro zonas:

$$\boxed{z} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \text{Impedancia de entrada} & \text{Impedancia de transferencia inversa} \\ \text{(salida abierta)} & \text{(entrada abierta)} \\ \text{Impedancia de transferencia directa} & \text{Impedancia de salida} \\ \text{(salida abierta)} & \text{(entrada abierta)} \end{bmatrix}$$

El conocimiento de los parámetros $z$ de un cuadripolo facilita considerablemente el estudio de éste, ya que permite conocer inmediatamente, en en ciertas condiciones, sus diversas impedancias.

*Empleo de los parámetros z*

La figura 116 representa un conjunto de dos cuadripolos (“*a*” y “*b*”). Conectemos sus entradas en serie, así como sus dos salidas. ¿Se puede determinar los parámetros del cuadripolo equivalente “*c*”?

El cuadripolo “*a*” tiene por matriz cuadrada los parámetros:

$$\boxed{z_a} = \begin{bmatrix} z_{11a} & z_{12a} \\ z_{21a} & z_{22a} \end{bmatrix}.$$

La matriz cuadrada de los parámetros del cuadripolo “*b*” es de la forma:

$$\boxed{z_b} = \begin{bmatrix} z_{11b} & z_{12b} \\ z_{21b} & z_{22b} \end{bmatrix}.$$

Para obtener la matriz cuadrada de los parámetros del cuadripolo equivalente “*c*” basta sumar término a término las dos matrices de los cuadripolos “*a*” y “*b*”, lo que da:

$$\boxed{z_c} = \boxed{z_a} + \boxed{z_b} = \begin{bmatrix} z_{11a} & z_{12a} \\ z_{21a} & z_{22a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{11b} & z_{12b} \\ z_{21b} & z_{22b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11a} + z_{11b} & z_{12a} + z_{12b} \\ z_{21a} + z_{21b} & z_{22a} + z_{22b} \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

pero $z_c$ es igual a:

$$\boxed{z_c} = \begin{bmatrix} z_{11c} & z_{12c} \\ z_{21c} & z_{22c} \end{bmatrix}$$

en estas condiciones.

— La impedancia de entrada del cuadripolo equivalente “*c*” es igual a la suma de las correspondientes de los cuadripolos “*a*” y “*b*”:

$$z_{11c} = z_{11a} + z_{11b}$$

— La impedancia de transferencia inversa del cuadripolo equivalente “*c*” es igual a la suma de las correspondientes de los cuadripolos “*a*” y “*b*”:

$$z_{12c} = z_{12a} + z_{12b}$$

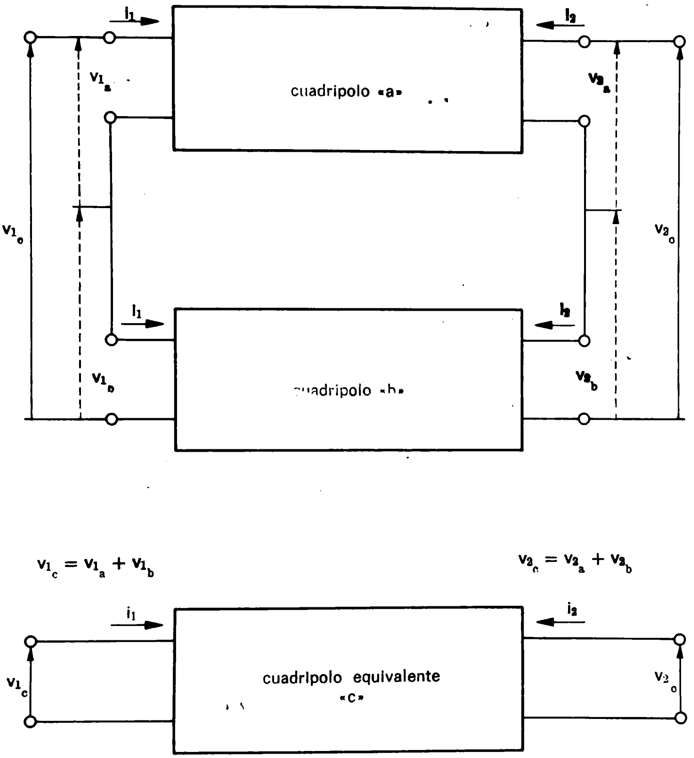

i1
i2
v1a
v2a
cuadripolo «a»
v1c
v2c
i1
i2
v1b
v2b
cuadripolo «b»
v1c = v1a + v1b
v2c = v2a + v2b
i1
i2
v1c
v2c
cuadripolo equivalente
«C»

Fig. 116

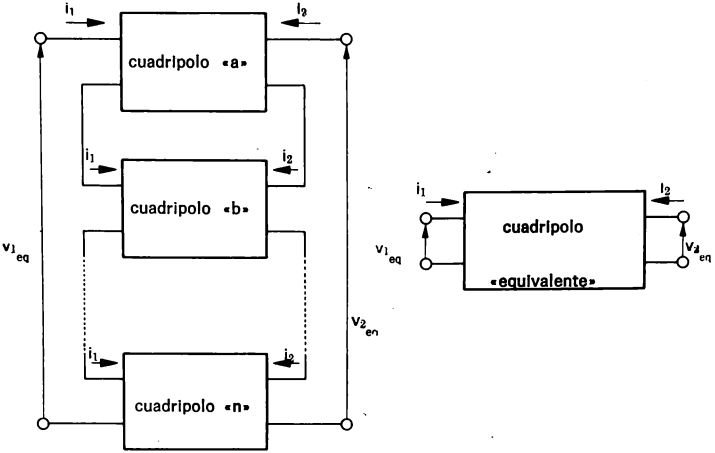
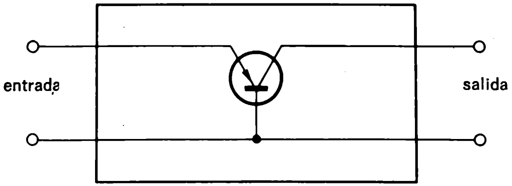

$i_1$
$i_2$
cuadripolo «a»
cuadripolo «b»
cuadripolo «n»
$v_{1_{eq}}$
$v_{2_{eq}}$
cuadripolo
«equivalente»

Fig. 117


entrada
salida

circuito de base común (parámetros z o $z_b$)

Fig. 118

— La impedancia de transferencia directa del cuadripolo equivalente "*c*" es igual a la suma de las correspondientes de los cuadripolos "*a*" y "*b*":

$$z_{21c} = z_{21a} + z_{21b}$$

— La impedancia de salida del cuadripolo equivalente "*c*" es igual a la suma de las correspondientes de los cuadripolos "*a*" y "*b*":

$$z_{22c} = z_{22a} + z_{22b}$$

Una asociación de *n* cuadripolos, con todas las entradas y salidas en serie, se puede poner fácilmente en forma de cuadripolo (fig. 117). Basta sumar término a término las matrices de los diversos cuadripolos, lo que da:

— Impedancia de entrada equivalente:

$$z_{11eq.} = z_{11a} + z_{11b} + \dots + z_{11n} \qquad (2.11)$$

— Impedancia de transferencia inversa equivalente:

$$z_{12eq.} = z_{12a} + z_{12b} + \dots + z_{12n} \qquad (2.12)$$

— Impedancia de transferencia directa equivalente:

$$z_{21eq.} = z_{21a} + z_{21b} + \dots + z_{21n} \qquad (2.13)$$

— Impedancia de salida equivalente:

$$z_{22eq.} = z_{22a} + z_{22b} + \dots + z_{22n} \qquad (2.14)$$

## APLICACION DE LA TEORIA DE LOS CUADRIPOLOS A LOS CIRCUITOS EN EL TERRENO DE LOS PARAMETROS "Z"

La sencillez del cálculo de los parámetros de un cuadripolo equivalente a otros varios presenta un gran interés; pero esta teoría nos interesa solamente en el caso de su aplicación a los circuitos al realizar pasos de amplificación con transistores.

El primer elemento que debemos tratar de presentar en forma de cuadripolo es el transistor.

## EL TRANSISTOR EN FORMA DE CUADRIPOLO

Considerando que hay tres posibilidades de montaje del transistor (de base común, emisor común y colector común) es prácticamente indispensable definir los diferentes parámetros de cada uno de estos montajes.

En el de base común, la matriz de los parámetros será de la forma (figura 118):

$$\left|\underline{z}\right| = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \quad \text{o también} \quad \left|\underline{z_b}\right| = \begin{bmatrix} z_{11b} & z_{12b} \\ z_{21b} & z_{22b} \end{bmatrix}.$$

Hay dos posibilidades de diferenciar los otros dos montajes; consistentes en utilizar ′ o ″ como exponentes o las letras *e* y *c* como subíndices.

En el de emisor común, la matriz de los parámetros se presentará en la forma (fig. 119):

$$\left|\overline{\underline{z'}}\right| = \begin{vmatrix} z'_{11} & z'_{12} \\ z'_{21} & z'_{22} \end{vmatrix} \quad \text{o también} \quad \left|\overline{\underline{z_e}}\right| = \begin{vmatrix} z_{11e} & z_{12e} \\ z_{21e} & z_{22e} \end{vmatrix}.$$

En el de colector común (figura 120) esta matriz será:

$$\left|\overline{\underline{z''}}\right| = \begin{vmatrix} z''_{11} & z''_{12} \\ z''_{21} & z''_{22} \end{vmatrix} \quad \text{o también} \quad \left|\overline{\underline{z_c}}\right| = \begin{vmatrix} z_{11c} & z_{12c} \\ z_{21c} & z_{22c} \end{vmatrix}.$$

Siendo el montaje de colector común el más sencillo de estudiar, lo usaremos para adaptar el esquema equivalente de transistor al cuadripolo.

Los textos presentan, para los transistores de poca potencia, un esquema equivalente idéntico al de la figura 121. Además es muy fácil determinar los diversos elementos que lo constituyen. Este esquema se puede separar en tres partes: el circuito de base, el de emisor y el de colector.

El primero de estos circuitos está representado por la resistencia $r_b$; el segundo, por la $r_e$; en cuanto al tercero, comprende la resistencia $r_c$ en serie con un generador de tensión ($r_m \cdot i_e$), el cual ilustra cuantitativamente el efecto transistor. En la práctica, el fabricante indica siempre el valor de estos parámetros.

¿Cómo transformar este esquema equivalente del transistor en el cuadripolo de la figura 122?

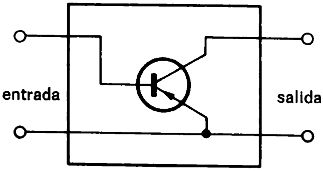
Para resolver este problema es preferible considerar el esquema interno del cuadripolo.

El circuito de entrada comprende la resistencia $r_1$ en serie con un generador de tensión que ilustra el efecto de reacción interna en el cuadripolo.

El circuito de salida se compone de la resistencia $r_2$ en serie con un segundo generador de tensión, que representa la transferencia de energía de la entrada a la salida en el interior del cuadripolo.

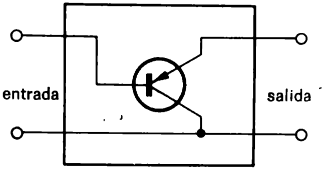
Sustituyamos ahora el generador de tensión del circuito de entrada por una resistencia ($r_3$). El nuevo circuito así obtenido no corresponde ya al cuadripolo activo que habíamos definido anteriormente: ninguna energía se puede reinyectar del circuito de salida al de entrada.

Si desplazamos el punto de conexión del segundo generador (punto inferior) desde la línea común a los circuitos de entrada y salida, hasta el punto común a las dos resistencias $r_1$ y $r_3$, el cuadripolo activo se restablece (circuito de puntos de la fig. 123).


circuito de emisor común
(parámetros $z'$ o $z_e$)

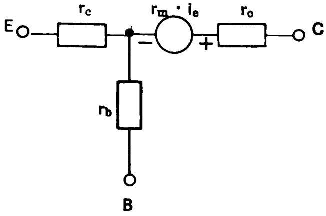
entrada
salida

Fig. 119


circuito colector común
(parámetros $z''$ o $z_0$)

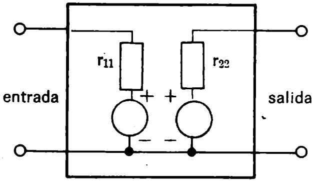
entrada
salida

Fig. 120


esquema equivalente al transistor
(base común)

$r_e$
$r_m \cdot i_e$
$r_0$
E
C
$r_b$
B
−
+

Fig. 121


esquema equivalente al cuadriplo

$r_{11}$
$r_{22}$
entrada
salida
+
+
−
−

Fig. 122

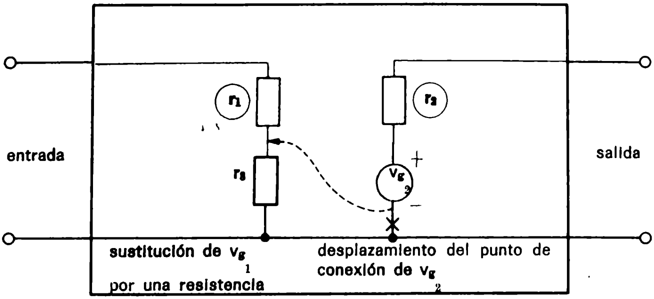

entrada
salida
$r_1$
$r_2$
$r_g$
$v_{g_2}$
+
−
sustitución de $v_{g_1}$ por una resistencia
desplazamiento del punto de conexión de $v_{g_2}$

Fig. 123

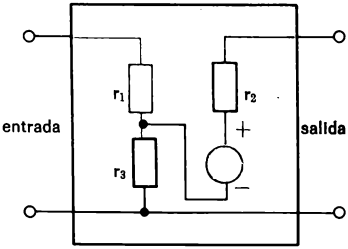

entrada
salida
$r_1$
$r_2$
$r_3$
+
−

Fig. 124

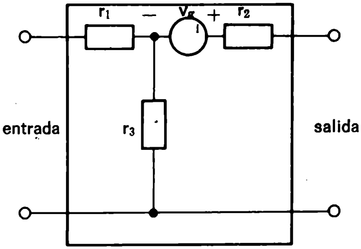

$r_1$
−
$V_g$
+
$r_2$
i
entrada
salida
$r_3$

Fig. 125

esquema equivalente del transistor

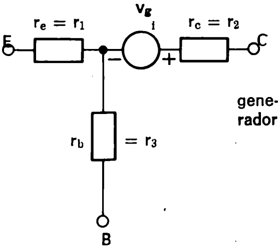

$V_g$
i
$r_e = r_1$
$r_c = r_2$
E
C
−
+
$r_b$
$= r_3$
B

Fig. 126

definición de $z_{11}$ (cuadripolo transistor con circuito de base común)

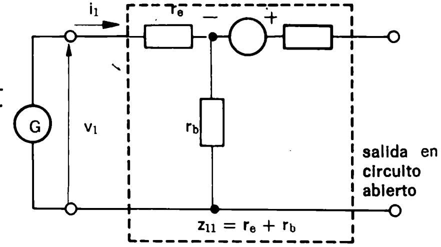

gene-
rador
$i_1$
$r_e$
−
+
G
$v_1$
$r_b$
salida en circuito abierto
$z_{11} = r_e + r_b$

Fig. 127

Efectivamente, la corriente de salida circula ahora por la resistencia $r_3$; en estas condiciones, la energía de salida se reinyecta al circuito de entrada mediante la tensión en bornes de $r_3$ (fig. 124).

El extremo superior de $r_3$ es común a los circuitos de entrada y salida, y se puede colocar horizontalmente la resistencia $r_1$ a la izquierda del extremo superior de $r_3$ y el grupo generador de tensión-resistencia $r_2$ a su derecha. El esquema obtenido entonces en la figura 125 se parece al equivalente del transistor representado en la figura 126. Las resistencias $r_1$, $r_2$ y $r_3$ corresponden, respectivamente, a las $r_e$, $r_b$ y $r_c$ definidas en las características del transistor.

En consecuencia, es muy fácil pasar del cuadripolo al esquema equivalente del transistor, y la recíproca también es posible. Sin embargo, los parámetros $z$ que definen cuantitativamente el comportamiento del cuadripolo son muy diferentes de los elementos definidos en el esquema equivalente del transistor. El empleo de este último facilitará considerablemente el cálculo de los parámetros $z$ del cuadripolo del transistor.

*Definición del parámetro* $z_{11}$

En el cuadripolo representado en la figura 126, la impedancia de entrada se define por la ecuación (2.6), o sea:

$$z_{11} = \frac{v_1}{i_1} \quad (i_2 = 0)$$

En la figura 127, se aplica una tensión $v_1$ en los bornes de entrada del transistor (por ejemplo, entre emisor y base); el circuito de salida está abierto, lo que corresponde efectivamente a un valor nulo de la corriente en el circuito de salida.

Una simple aplicación de la ley de Ohm permite escribir que la tensión $v_1$ es igual a la suma de las que aparecen en bornes de $r_e$ y $r_b$; esta tensión es igual al producto de la resistencia total del circuito de entrada $(r_e + r_b)$ por el valor de la corriente que la atraviesa.

La resistencia $r_e$ es atravesada por la corriente $i_1$; la resistencia $r_b$, por las corrientes $i_1$ e $i_2$. Como la corriente $i_2$ es nula, la resistencia $r_b$, queda recorrida exclusivamente por la corriente $i_1$, y en estas condiciones:

$$v_1 = v_{r_e} + v_{r_b} = r_e \cdot i_1 + r_b \cdot i_1 = (r_e + r_b)\, i_1$$

y

$$z_{11} = z_{11b} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{(r_e + r_b)\, i_1}{i_1} = r_e + r_b \qquad (2.15)$$

*Definición del parámetro $z_{12}$*

En el cuadripolo representado en la figura 128, la impedancia de transferencia inversa ($z_{12}$) está definida cuantitativamente por la relación:

$$z_{12} = \frac{v_1}{i_2} \quad (i_1 = 0) \tag{2.7}$$

En la figura 129, que representa el esquema equivalente del transistor, se aplica a los bornes de salida (por ejemplo entre colector y base) una tensión $v_2$; en estas condiciones, atraviesa este circuito una corriente $i_2$.

El circuito de entrada está abierto, siendo la corriente $i_1$ nula. La tensión en los bornes de entrada es igual a la suma de dos tensiones:

— por una parte, la tensión en bornes de la resistencia $r_e\,(v_{r_e})$;

— por otra, la tensión en bornes de la resistencia $r_b\,(v_{r_b})$.

La corriente $i_1$ es nula; la resistencia $r_e$ no está atravesada por ninguna corriente; la tensión $v_{r_e}$ es igual a cero.

La resistencia $r_b$ está recorrida exclusivamente por la corriente $i_2$ y la tensión en sus bornes está definida por la relación:

$$v_{r_b} = r_b \cdot i_2.$$

La tensión ($v_1$) reinyectada en los bornes del circuito de entrada es, en estas condiciones, igual a:

$$v_1 = v_{r_e} + v_{r_b} = 0 + r_b \cdot i_1 = r_b \cdot i_1$$

y la impedancia de transferencia inversa:

$$z_{12} = z_{12_b} = \frac{v_1}{i_2} \quad (i_1 = 0) = \frac{r_b \cdot i_1}{i_1} = r_b. \tag{2.16}$$

*Definición del parámetro $z_{21}$*

La impedancia de transferencia directa, en un cuadripolo, está dada por la relación:

$$z_{21} = \frac{v_2}{i_2} \quad (i_1 = 0) \tag{2.9}$$

En el esquema equivalente del transistor (representado en la figura 130) se aplica una tensión $v_1$ a los bornes de entrada (por ejemplo entre emisor y base); en estas condiciones, una corriente $i_1$ circula por este circuito.

El circuito de salida está abierto, y en consecuencia la corriente $i_2$ es nula. La tensión que aparece en los bornes de salida de este transistor es ahora igual a la suma de otras tres:

definición de $z_{12}$ (cuadripolo)

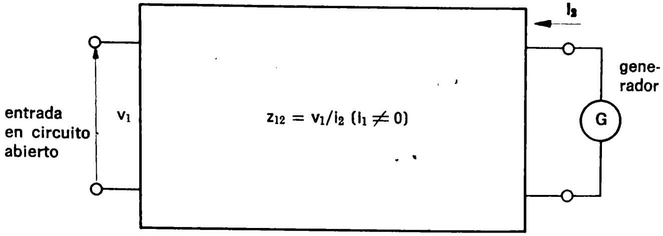

$I_2$
gene-
rador
G
entrada
en circuito
abierto
$v_1$
$z_{12} = v_1/i_2 \; (i_1 \neq 0)$

Fig. 128

definición de $z_{12}$
(cuadripolo transistor en circuito de base común)

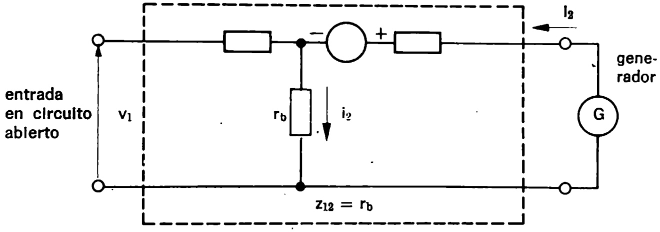

$I_2$
−
+
gene-
rador
G
entrada
en circuito
abierto
$v_1$
$r_b$
$i_2$
$z_{12} = r_b$

Fig. 129

definición de $z_{21}$
(cuadripolo transistor en circuito de base común)

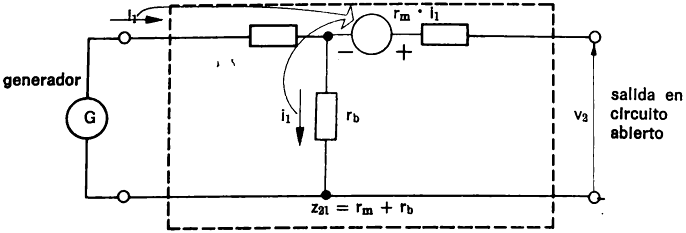
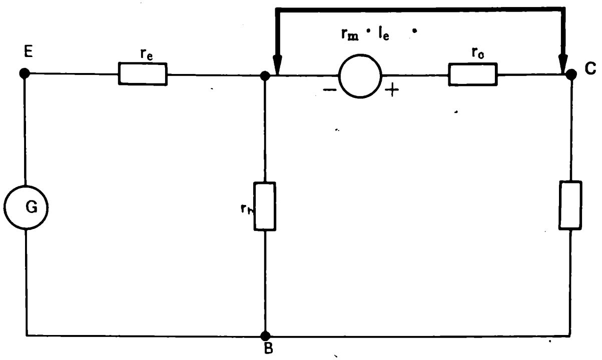

$i_1$
$r_m \cdot i_1$
−
+
generador
G
$i_1$
$r_b$
$v_2$
salida en
circuito
abierto
$z_{21} = r_m + r_b$

Fig. 130

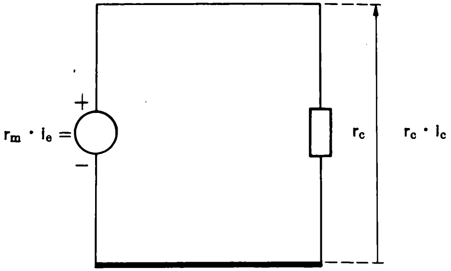
definición de $r_m$ en función de $r_c$


E
$r_e$
$r_m \cdot I_e$
$r_o$
C
−
+
G
$r_h$
B

cortocircuito de la rama de colector

$$r_m \cdot i_e = r_o \cdot i_c = r_c \cdot (\alpha \cdot i_e)$$

$$r_m = \alpha \cdot r_c$$


+
$r_m \cdot i_e =$
−
$r_c$
$r_c \cdot I_c$

cortocircuito de la rama de colector

Fig. 131

— tensión en bornes de la resistencia $r_c$ ($v_{r_c}$);
— tensión entregada por el generador que simboliza el efecto transistor ($v_g$);
— tensión en bornes de la resistencia $r_b$ ($v_{r_b}$).

La resistencia $r_o$ no está recorrida por ninguna corriente, ya que $i_2$ es nula; en estas condiciones, $v_{r_c} = 0$.

La tensión entregada por el generador está representada por la ecuación:

$$v_g = r_m \cdot i_1.$$

La tensión en bornes de la resistencia $r_b$ está dada por el producto

$$v_{r_b} = r_b \cdot i_1.$$

En estas condiciones:

$$v_2 = v_{r_c} + v_g + v_{r_b} = 0 + r_m \cdot i_1 + r_b \cdot i_1 = (r_m + r_b)\, i_1$$

y

$$z_{21} = \frac{v_2}{i_1}\ (i_2 = 0) = \frac{(r_m + r_b)\, i_1}{i_1} = r_m + r_b. \tag{2.17}$$

En esta ecuación, $r_m$ se puede expresar en función de $r_c$. En el esquema equivalente del transistor representado en la figura 131, cortocircuitemos la rama de colector. La suma de las tensiones en este nuevo circuito es ahora igual a cero, o sea:

$$0 = v_g + v_{r_c} = -r_m \cdot i_1 + r_c \cdot i_2.$$

La corriente $i_2$ o corriente de salida del transistor no es otra que la de colector; por lo contrario, la corriente $i_1$ o corriente en el circuito de entrada corresponde a la de emisor. Estas dos corrientes están unidas entre sí por el término $\alpha$ según la relación:

$$I_C = \alpha \cdot I_E \quad \text{o también} \quad i_2 = \alpha \cdot i_1.$$

Sustituyendo $i_2$ por su valor en la relación anterior:

$$0 = -r_m \cdot i_1 + r_c \cdot \alpha\, i_1$$

en consecuencia:

$$r_m = \alpha \cdot r_c$$

y:

$$z_{21} = r_m + r_b = \alpha \cdot r_c + r_b.$$

*Definición del parámetro* $z_{22}$

La impedancia de salida de un cuadripolo está dada por la relación:

$$z_{22} = \frac{v_2}{i_2} \quad (i_1 = 0)$$

En la figura 132, se aplica una tensión $v_2$ entre colector y base del transistor; el circuito de entrada o de emisor-base está abierto en estas condiciones, y la corriente $i_1$ es nula.

La tensión en bornes del circuito de salida o tensión $v_2$ es igual a la suma de las que hay entre los bornes de los elementos que constituyen este circuito:

- tensión en bornes de la resistencia $r_c$ $(v_{r_c})$;
- tensión entregada por el generador en serie con la rama del colector $(v_{g1})$;
- tensión en bornes de la resistencia $r_b$; esta resistencia está atravesada simultáneamente por las corrientes $i_1$ e $i_2$, y la tensión en bornes se puede escribir en la forma:

$$v_{r_b} = r_b\,(i_1 + i_2).$$

La tensión total en bornes del circuito de salida de este transistor es igual a:

$$v_2 = v_{r_c} + v_{g1} + v_{r_b}$$

o sea, remplazando los diversos términos por su valor:

$$v_2 = r_c \cdot i_2 + r_m \cdot i_1 + r_b\,(i_1 + i_2)$$

o también:

$$v_2 = (r_c + r_b)\,i_2 + (r_m + r_b)\,i_1.$$

Como la corriente $i_1$ es igual a cero (circuito de entrada abierto), la tensión $v_2$ vale:

$$v_2 = (r_c + r_b)\,i_2$$

y la impedancia de salida:

$$z_{22} = z_{22b} = \frac{v_2}{i_2} \quad (i_1 = 0) \quad = \frac{(r_c + r_b)\,i_2}{i_2} = r_c + r_b. \tag{2.18}$$

Acabamos de definir los cuatro parámetros z del cuadripolo representativo del comportamiento de un transistor en circuito de base común; dado que estos parámetros no contienen ningún término reactivo, se pueden representar por una simple resistencia en las frecuencias bajas (fig. 133).

En estas condiciones, los parámetros "z" se convierten en los "r", lo que da:

$$z_{11} = r_{11},\ z_{12} = r_{12},\ z_{21} = r_{21} \text{ y } z_{22} = r_{22}.$$

En la práctica se podrían repetir los mismos métodos de cálculo para definir los parámetros correspondientes de los montajes de emisor y colector

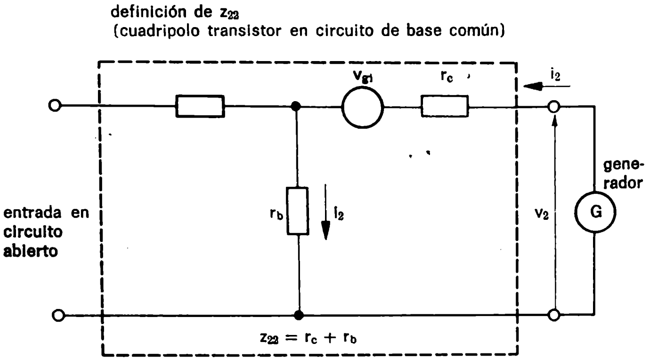

definición de $z_{22}$
(cuadripolo transistor en circuito de base común)
$V_{g1}$
$r_c$
$i_2$
gene-rador
G
$V_2$
$r_b$
$i_2$
entrada en circuito abierto
$z_{22} = r_c + r_b$

Fig. 132

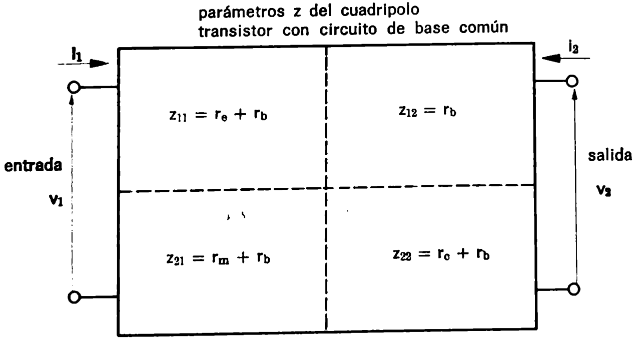

parámetros z del cuadripolo
transistor con circuito de base común
$I_1$
$I_2$
$z_{11} = r_e + r_b$
$z_{12} = r_b$
$z_{21} = r_m + r_b$
$z_{22} = r_c + r_b$
entrada
$V_1$
salida
$V_2$

Fig. 133

cuadripolo transistor con circuitos de base común (parámetros z)

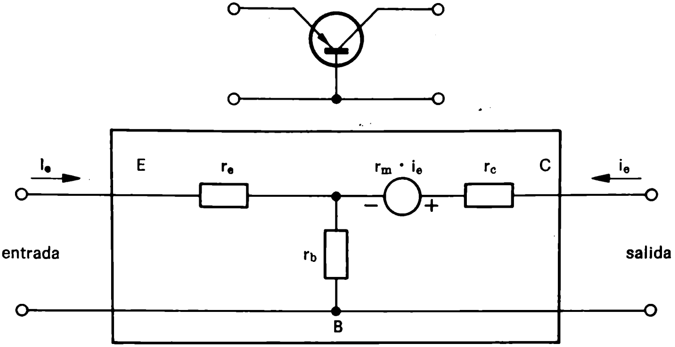

$i_e$
E
$r_e$
$r_m \cdot i_e$
$r_c$
C
$i_e$
$-$
$+$
entrada
$r_b$
salida
B

Fig. 134

cuadripolo transistor con circuito de emisor común
(parámetros $z_e$)

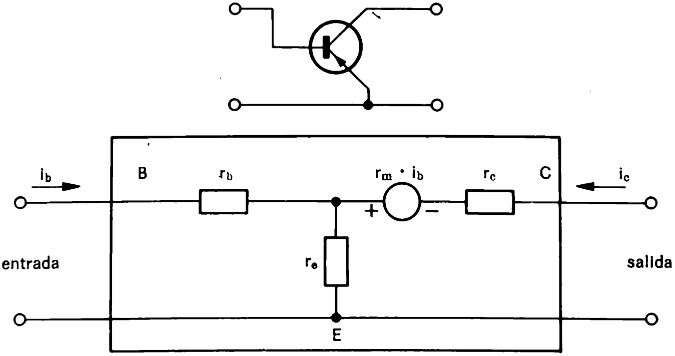

$i_b$
B
$r_b$
$r_m \cdot i_b$
$r_c$
C
$i_c$
$+$
$-$
entrada
$r_e$
salida
E

Fig. 135

común. Dada la sencillez de estos cálculos, nos contentaremos con dar el resultado, sabiendo que el lector siempre podrá calcular estos diversos parámetros utilizando el método anterior.

*Montaje de base común* (figura 134):

$$|\overline{z_b}| = \begin{bmatrix} z_{11b} & z_{12b} \\ & \\ z_{21b} & z_{22b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_e + r_b & r_b \\ (2.15) & (2.16) \\ (2.17) & (2.18) \\ r_m + r_b & r_c + r_b \end{bmatrix}. \qquad (2.19)$$

En consecuencia:

— La impedancia de entrada de un transistor en montaje de base común, con el circuito de salida abierto, está definida por la ecuación:

$$z_{11b} = r_{11b} = r_e + r_b$$

— La impedancia de transferencia inversa, con el circuito de entrada abierto:

$$z_{12b} = r_{12b} = r_b$$

— La impedancia de transferencia directa, con el circuito de salida abierto:

$$z_{21b} = r_{21b} = r_m + r_b = \alpha \cdot r_c + r_b$$

— La impedancia de salida de este mismo transistor, con el circuito de salida abierto:

$$z_{22b} = r_{22b} = r_c + r_b.$$

*Montaje de emisor común* (figura 135):

$$|\overline{z_e}| = \begin{bmatrix} z_{11e} & z_{12e} \\ z_{21e} & z_{22e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_e + r_b & r_e \\ r_e - r_m & r_e + r_c - r_m \end{bmatrix}. \qquad (2.20)$$

En consecuencia:

— la impedancia de entrada de un transistor en montaje de emisor común, con el circuito de salida abierto, está dada por la relación:

$$z_{11e} = r_{11e} = r_e + r_b$$

— la impedancia de transferencia inversa, con el circuito de entrada abierto:

$$z_{12e} = r_{12e} = r_e$$

— la impedancia de transferencia directa, con el circuito de salida abierto:

$$z_{21e} = r_{21e} = r_e - r_m = r_e - \alpha \cdot r_c$$

— la impedancia de salida, con el circuito de entrada abierto:

$$z_{22e} = r_{22e} = r_e + {}_c - r_m = r_e + r_c (1 - \alpha)$$

*Montaje de colector común* (figura 136).

$$\boxed{z_c} = \begin{vmatrix} z_{11c} & z_{12c} \\ z_{21c} & z_{22c} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} r_c + r_b & r_c - r_m \\ r_c & r_e + r_c - r_m \end{vmatrix}. \qquad (2.21)$$

En consecuencia:

— la impedancia de entrada de un transistor en montaje de colector común, con el circuito de salida abierto, está dada por la relación:

$$z_{11c} = r_{11c} = r_c + r_b$$

— la impedancia de transferencia inversa, con el circuito de entrada abierto:

$$z_{12c} = r_{12c} = r_c - r_m = r_c (1 - \alpha)$$

— la impedancia de transferencia directa, con el circuito de salida abierto:

$$z_{21c} = r_{21c} = r_c$$

— la impedancia de salida, con el circuito de entrada abierto:

$$z_{22c} = r_{22c} = r_e + r_c - r_m = r_e + r_c (1 - \alpha).$$

Ahora es muy fácil conociendo los términos $r_e$, $r_b$, $r_c$ y $\alpha$, calcular los parámetros "$z$" o "$r$" del transistor, cualquiera que sea el montaje utilizado. Sin embargo, la transformación de un transistor en un cuadripolo no basta; esta posibilidad no presenta interés más que si los elementos constitutivos de los diversos pasos pueden ser presentados también en forma de cuadripolo.

Tomemos, por ejemplo, un circuito que comprenda una sola resistencia (fig. 173), conectada en los bornes de los circuitos de entrada y salida, siendo pues exteriormente común a estos dos circuitos. En la práctica, definiremos este circuito por el término de cuadripolo "resistencia en serie", ya que este cuadripolo sólo puede conectarse al del transistor en condiciones particulares, es decir, con las entradas y salidas respectivamente en serie.

### *Cuadripolo "resistencia en serie"*

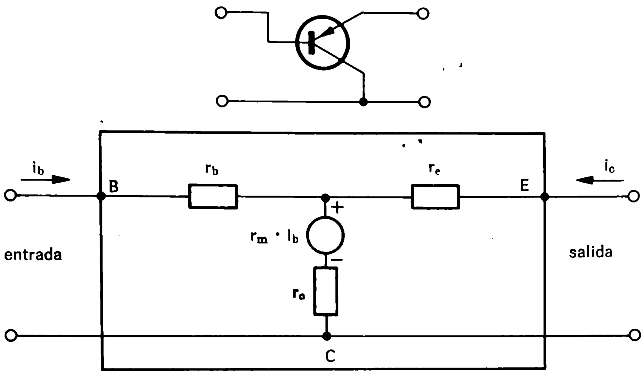
Representemos por $v_1$, $i_1$ y $v_2$, $i_2$ las tensiones y corrientes respectivas de los circuitos de entrada y salida.

Las dos ecuaciones del cuadripolo son aplicables directamente para la definición de los parámetros de este nuevo circuito, ya que sólo comprende una resistencia ($R$). Además es preferible representar los parámetros correspondientes por el término "$r$"; en este caso, las ecuaciones del cuadripolo son:

$$v_1 = r_{11} \cdot i_1 + r_{12} \cdot i_2$$

$$v_2 = r_{21} \cdot i_1 + r_{22} \cdot i_2.$$

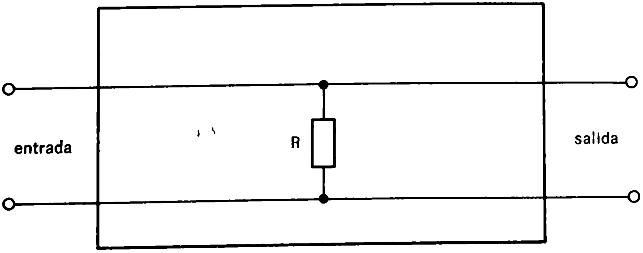
cuadripolo transistor con circuito de colector común
(parámetros $z_c$)



$i_b$
$r_b$
$r_e$
$i_c$
B
E
+
$r_m \cdot I_b$
−
entrada
salida
$r_o$
C

Fig. 136

cuadripolo «resistencia serie»



entrada
R
salida

Fig. 137

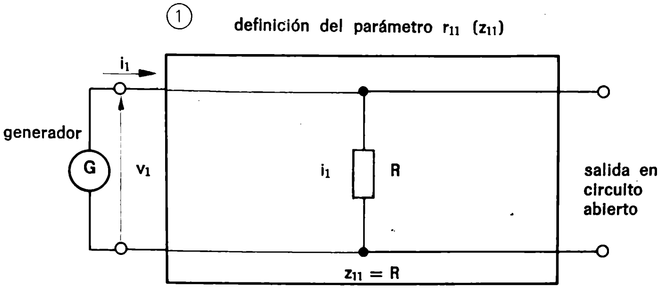

①
definición del parámetro $r_{11}$ ($z_{11}$)
$i_1$
generador
G
$v_1$
$i_1$
R
salida en circuito abierto
$z_{11} = R$

Fig. 138

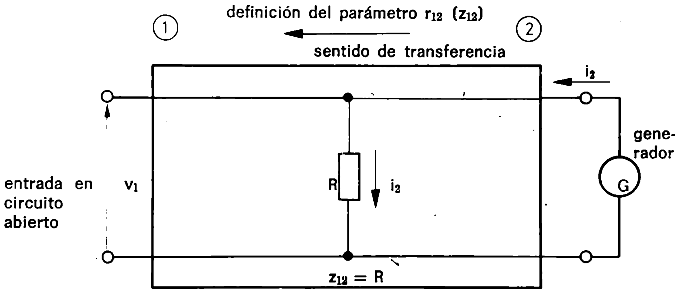

definición del parámetro $r_{12}$ ($z_{12}$)
①
②
sentido de transferencia
$i_2$
gene-rador
G
entrada en circuito abierto
$v_1$
R
$i_2$
$z_{12} = R$

Fig. 139

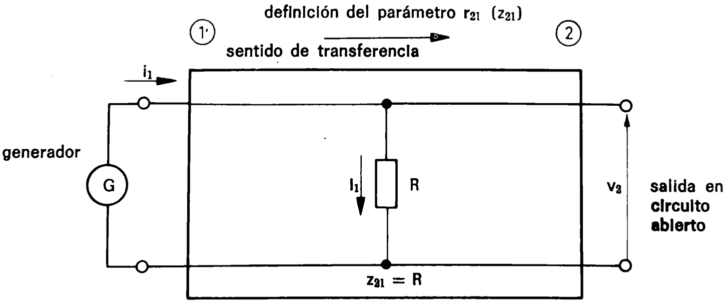

definición del parámetro $r_{21}$ ($z_{21}$)
①
②
sentido de transferencia
$i_1$
generador
G
$i_1$
R
$v_2$
salida en circuito abierto
$z_{21} = R$

Fig. 140

La matriz de los parámetros se escribe en la forma:

$$\boxed{r} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix}.$$

Nos queda ahora por definir estos cuatro parámetros en función del valor de la resistencia que constituye el circuito. El método usado es el mismo que hemos explicado para la adaptación del transistor a la teoría de los cuadripolos.

*Definición del parámetro* $r_{11}$

En un cuadripolo, la resistencia de entrada está dada por la relación:

$$r_{11} = \frac{v_1}{i_1 \quad (i_2 = 0)}$$

En el cuadripolo "resistencia en serie", se inyecta una corriente $i_2$ en el circuito de entrada (fig. 183), estando, en cambio, el circuito de salida abierto.

$$v_1 = R \cdot i_1$$

En consecuencia

$$r_{11} = \frac{v_1}{i_1 \quad (i_2 = 0)} = R$$

*Definición del parámetro de* $r_{12}$

En el cuadripolo:

$$r_{12} = \frac{v_1}{i_2 \quad (i_1 = 0)}$$

En el cuadripolo "resistencia en serie" se inyecta una corriente $i_2$ en el circuito de salida (fig. 139), con el circuito de entrada abierto.

$$v_1 = v_2 = R \cdot i_2$$

En estas condiciones:

$$r_{12} = \frac{v_1}{i_2 \quad (i_1 = 0)} = R$$

*Definición del parámetro* $r_{21}$

En el cuadripolo:

$$r_{21} = \frac{v_2}{i_1 \quad (i_2 = 0)}$$

En el cuadripolo "resistencia en serie" se inyecta una corriente $i_1$ en el circuito de entrada (fig. 140), con el circuito de salida abierto.

$$v_2 = v_1 = R \cdot i_1$$

En consecuencia:

$$r_{21} = \frac{v_2}{i_1}_{(i_2 = 0)} = R$$

*Definición del parámetro* $r_{22}$

En el cuadripolo:

$$r_{22} = \frac{v_2}{i_2}_{(i_1 = 0)}$$

En el cuadripolo "resistencia en serie", se inyecta una corriente $i_2$ en el circuito de salida (fig. 141, *a*) con el circuito de entrada abierto.

$$v_2 = R \cdot i_2$$

y

$$r_{22} = \frac{v_2}{i_2}_{(i_1 = 0)} = R$$

La matriz completa de los parámetros "*r*" del cuadripolo "resistencia en serie" se presenta en la forma:

$$\boxed{r} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & R \\ R & R \end{bmatrix}. \tag{2.22}$$

en consecuencia:

— la impedancia de entrada de tal cuadripolo es igual al valor de la resistencia que constituye el circuito (salida abierta):

$$r_{11} = R$$

— La impedancia de transferencia inversa (entrada abierta) es igual al valor de esta resistencia:

$$r_{12} = R$$

— La impedancia de transferencia inversa (salida abierta) es igual al valor de esta resistencia:

$$r_{21} = R$$

— La impedancia de salida del cuadripolo "resistencia en serie", con el circuito de entrada abierto, se define también por el valor de la resistencia *R*, o sea:

$$r_{22} = R.$$

### EJEMPLO DE CALCULO DE UN PROYECTO EN APLICACION DE LA TEORIA DE CUADRIPOLOS (PARAMETROS "Z")

Supongamos que en el circuito emisor de un transistor usado en montaje de emisor común hemos puesto una resistencia $R_E$.

definición del parámetro $r_{22}$ ($z_{22}$)

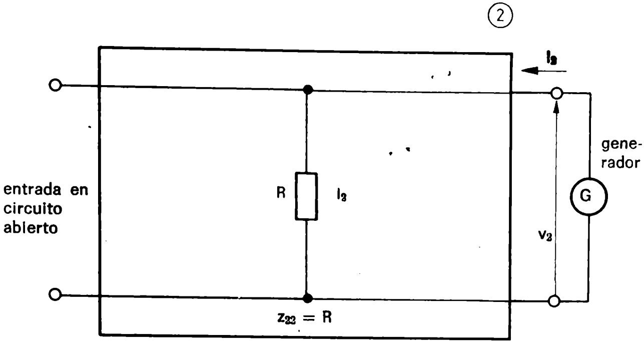

②
$I_2$
gene-
rador
G
entrada en
circuito
abierto
R
$I_2$
$V_2$
$z_{22} = R$

Fig. 141a

parámetros z del cuadripolo «resistencia serie»

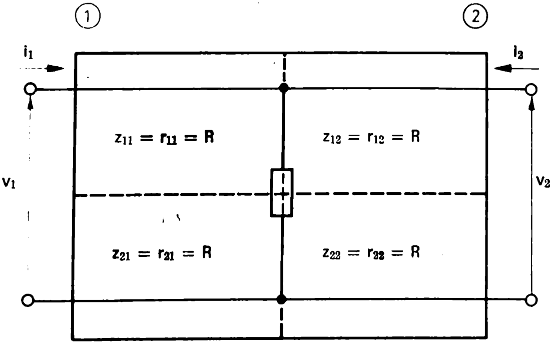

①
②
$i_1$
$i_2$
$V_1$
$V_2$
$z_{11} = r_{11} = R$
$z_{12} = r_{12} = R$
$z_{21} = r_{21} = R$
$z_{22} = r_{22} = R$

Fig. 141b

asociación de los cuadripolos transistor
(circuito de emisor común)
y «resistencia serie»

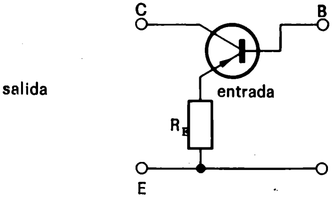

C
B
salida
entrada
$R_E$
E

Fig. 142a

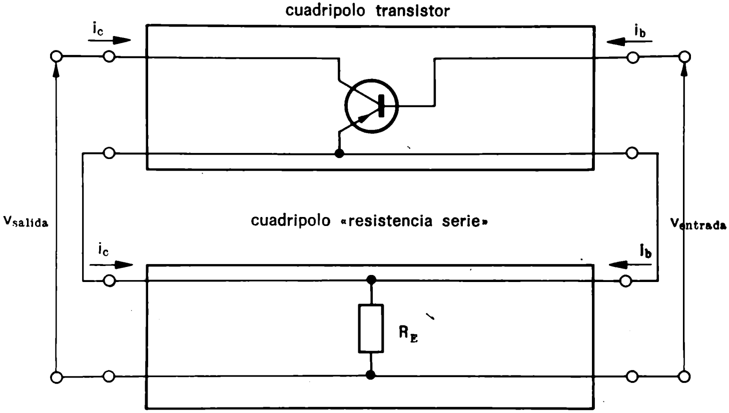

cuadripolo transistor
$i_c$
$i_b$
$V_{salida}$
cuadripolo «resistencia serie»
$V_{entrada}$
$i_c$
$i_b$
$R_E$

Fig. 142b

cuadripolo equivalente

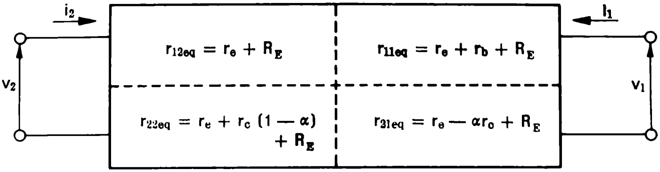

$i_2$
$i_1$
$r_{12eq} = r_e + R_E$
$r_{11eq} = r_e + r_b + R_E$
$V_2$
$V_1$
$r_{22eq} = r_e + r_c\,(1 - \alpha) + R_E$
$r_{21eq} = r_e - \alpha r_c + R_E$

Fig. 143

¿Podemos determinar cuantitativamente la influencia de esta resistencia en el comportamiento del transistor?

El esquema real de este circuito, representado en la figura 142, *a*, corresponde a un conjunto de cuadripolos (fig. 142, *b*):

— el cuadripolo transistor;

— el cuadripolo "resistencia en serie".

Los parámetros $z$ del cuadripolo del transistor se pueden determinar fácilmente partiendo de los elementos $r_e$, $r_b$, $r_c$ y $\alpha$ suministrados por el fabricante. En circuito de emisor común, la matriz de los parámetros $z$, o más sencillamente $r$, está dada por la relación:

$$\left|\boxed{z_e}\right| = \left|\boxed{r_e}\right| = \begin{bmatrix} r_e + r_b & r_e \\ r_e - \alpha \cdot r_c & r_e + r_c(1 - \alpha) \end{bmatrix}.$$

Los parámetros $r$ del cuadripolo "resistencia en serie" han sido determinados anteriormente.

$$\left|\boxed{r_{RE}}\right| = \begin{bmatrix} R_E & R_E \\ R_E & R_E \end{bmatrix}.$$

El cuadripolo equivalente a estos dos se determina por la suma de las matrices de los parámetros de cada uno de estos circuitos:

$$\left|\boxed{R_{eq.}}\right| = \left|\boxed{r_e}\right| + \left|\boxed{r_{RE}}\right|$$

— lo que se puede escribir en la forma:

$$\left|\boxed{R_{eq.}}\right| = \begin{bmatrix} r_e + r_b & r_e \\ r_e - \alpha \cdot r_c & r_e + r_c(1 - \alpha) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_E & R_E \\ R_E & R_E \end{bmatrix}.$$

Para hacer la suma de dos matrices de parámetros, basta sumarlas término a término, lo que da:

$$\left|\boxed{R_{ep.}}\right| = \begin{bmatrix} r_e + R_b + R_E & r_e + R_E \\ r_e - \alpha \cdot r_c + R_E & r_e + r_c(1 - \alpha) + R_E \end{bmatrix}.$$

En conclusión:

— la impedancia de entrada del cuadripolo equivalente a los de "transistor" y "resistencia en serie" representados en la figura 143 es igual a la suma de las impedancias de entrada de cada cuadripolo

$$R_{11eq.} = r_e + r_b + R_E$$

— la impedancia de salida del cuadripolo equivalente es también igual a la suma de las impedancias de salida de los dos cuadripolos:

$$R_{22eq.} = r_e + r_c(1 - \alpha) + R_E$$

— las impedancias de transferencia directa e inversa son respectivamente iguales a la suma de las correspondientes de los cuadripolos "transistor" y "resistencia en serie":

$$R_{12eq.} = r_e + R_E \quad \text{y} \quad R_{21eq.} = r_e - a \cdot r_c + R_E.$$

Estas nociones de impedancia de transferencia no siempre se pueden utilizar directamente; resaltaremos en los capítulos siguientes otros parámetros que ilustrarán mucho mejor estas transferencias de energía en un sentido u otro, en el interior del cuadripolo.

Tratemos ahora de calcular estos mismos parámetros para otros elementos básicos usados en los circuitos.

## *El cuadripolo "resistencia en paralelo"*

En el cuadripolo representado en la fig. 144, la resistencia $R$, está conectada entre el circuito de entrada y el de salida; por tanto, los dos bornes superiores están unidas por la resistencia $R$, mientras que los dos inferiores están cortocircuitados.

¿Se pueden determinar parámetros $z$ o $r$ de este cuadripolo? Para darse cuenta de ello, basta con utilizar el método de cálculo indicado anteriormente.

De la primera ecuación del cuadripolo:

$$v_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2$$

podemos sacar el valor de $z_{11}$ cuando la corriente del circuito de salida es nula:

$$r_{11} = \frac{v_1}{i_1} \quad (i_2 = 0)$$

En el cuadripolo "resistencia en paralelo" se aplica una tensión $v_1$ en los bornes de entrada (fig. 145) con el circuito de salida abierto. La corriente $i_2$ es igual a cero; ahora bien, como en tal circuito la corriente de entrada es igual a la de salida $i_1 = i_2 = 0$; en estas condiciones, la impedancia de entrada con la salida abierta es prácticamente igual a infinito.

*No se puede determinar una matriz de parámetros z para el cuadripolo "resistencia en paralelo".*

## *El cuadripolo transformador*

Un transformador posee dos bornes de entrada y otros dos de salida; además, se transfiere cierta energía del circuito de entrada al de salida, e inversamente. El transformador corresponde perfectamente a la definición del cuadripolo; tratemos de definir sus parámetros $z$.

cuadripolo «resistencia paralelo»

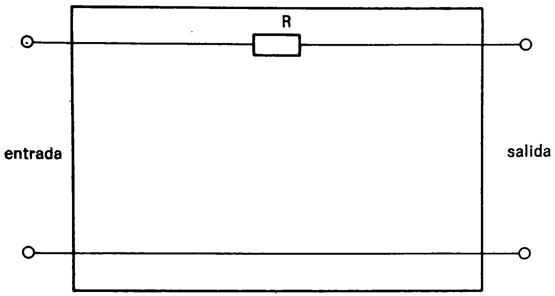
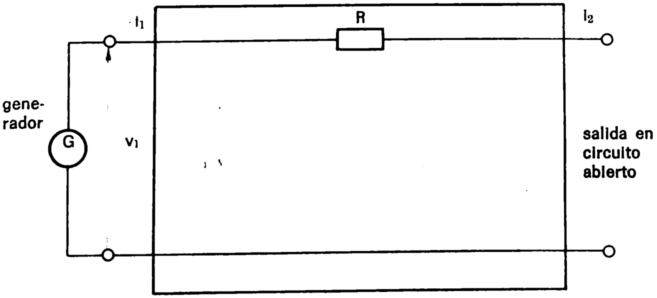

R
entrada
salida

Fig. 144

definición del parámetro $r_{11}$ ($z_{11}$)

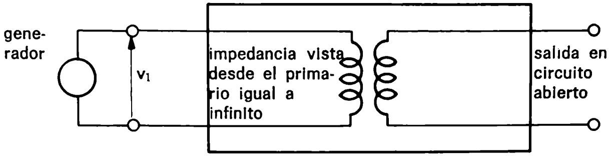

$I_1$
R
$I_2$
generador
G
$v_1$
salida en circuito abierto

$I_1 = I_2 = 0$ y $r_{11} = v_1/I_1 = \infty$

Fig. 145

cuadripolo transformador

definición de $z_{11}$


generador
$v_1$
impedancia vista desde el primario igual a infinito
salida en circuito abierto

$i_1 = 0$ y $z_{1_1} = \infty$

Fig. 146

asociación de cuadripolos transistor y «resistencia paralelo»

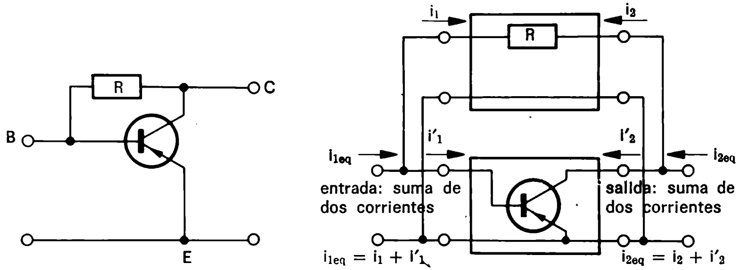

R
C
B
E
$i_1$
$i_2$
R
$i'_1$
$i'_2$
$i_{1eq}$
$i_{2eq}$
entrada: suma de dos corrientes
salida: suma de dos corrientes
$i_{1eq} = i_1 + i'_1$
$i_{2eq} = i_2 + i'_2$

Fig. 147

imposibilidad de resolución
por los parametros z

asociación de cuadripolos transistor y transformador

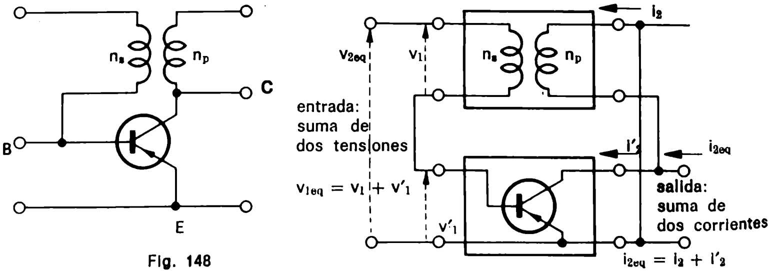

$n_s$
$n_p$
C
B
E
$i_2$
$v_{2eq}$
$v_1$
$n_s$
$n_p$
entrada: suma de dos tensiones
$i'_2$
$i_{2eq}$
$v_{1eq} = v_1 + v'_1$
salida: suma de dos corrientes
$v'_1$
$i_{2eq} = i_2 + i'_2$

Fig. 148

imposibilidad de resolución
por los parametros z

La impedancia de entrada de un cuadripolo, con el circuito de salida abierto, está dada por la relación:

$$r_{11} = \frac{v_1}{i_1} \quad (i_2 = 0)$$

En el cuadripolo del transformador, representado en la figura 146, se aplica una tensión alterna de valor instantáneo $v_1$ en los bornes de entrada.

En este transformador, la impedancia de entrada o primaria es función del valor de la resistencia que carga el secundario:

$$z_p = n^2 \cdot R_{\text{carga}}$$

La resistencia es infinita, ya que el circuito de salida está abierto. En estas condiciones y si el transformador es perfecto, la impedancia vista desde el primario es también infinita. La corriente $i_1$ es teóricamente nula, lo que corresponde a un valor infinito del parámetro $z_{11}$.

Por tanto, no es prácticamente posible definir una matriz de parámetros $z$ para el cuadripolo del transformador.

Nos encontramos ahora ante dos casos de imposibilidad, que son:

— Asociación del cuadripolo del transistor con el de resistencia en paralelo.

— Asociación del mismo cuadripolo del transistor con el del transformador.

Estas dos imposibilidades están ilustradas por los circuitos representados en las figuras 147 y 148.

En el primer caso, la resistencia $R$ está conectada entre el colector y la base de un transistor utilizado en montaje de emisor común. El cuadripolo de resistencia queda pues derivado: entrada en paralelo con los bornes de entrada del cuadripolo del transistor y salida en paralelo con los bornes de salida de este mismo cuadripolo. No tenemos asociación de dos tensiones en serie en los circuitos de entrada y salida, sino agrupación de dos corrientes en paralelo. En estas condiciones los parámetros $z$ son inutilizables; hay que determinar otros, que correspondan a un cuadripolo en el que los circuitos de entrada y salida comprenden respectivamente dos elementos en paralelo; definiremos entonces los parámetros "$y$".

En el segundo caso, el primario del transformador está colocado en serie en el circuito de base de un transistor montado con emisor común, mientras que el secundario está en paralelo en el circuito colector-emisor del mismo transistor. En estas condiciones, el circuito de entrada del cuadripolo equivalente queda cuantitativamente definido por la suma de dos tensiones (parámetros $z$), y el circuito de salida, por la suma de dos corrientes (parámetros $y$). El conjunto no es homogéneo y los parámetros correspondientes se llaman híbridos (parámetros $h$).

Cuando definimos el parámetro $z$ para un circuito muy sencillo que comprendía una impedancia en bornes de la cual se hallaba conectada una fuente de tensión alterna, escribíamos la relación:

$$v = z \cdot i.$$

Ecuación que se puede escribir también en otra forma, por ejemplo:

$$i = \frac{v}{z} = \frac{1}{z} \cdot v = y \cdot v.$$

En esta función $i$ constituye la función, $v$ la variable e $y$ el parámetro, el cual no representa una impedancia, sino su inversa, y al que llamaremos parámetro de admitancia.

Si se pone en paralelo (ver figura 149) el circuito anterior, correspondiente a la definición del parámetro $z$, y el circuito representado en la figura 150, representado cuantitativamente por la segunda ecuación, se comprueba:

— Que la tensión $v$ del primer caso se puede representar prácticamente por un generador de tensión; en el segundo caso, la función $i$ se puede representar por un generador de corriente.

— Que la impedancia $z$ del primer circuito (fig. 149) corresponde en realidad a una admitancia en el segundo ($y$ en la fig. 150).

Supongamos ahora un circuito que comprenda dos admitancias ($y$ e $y'$) en paralelo, con un generador $v$ conectado en bornes de este circuito (figura 151).

La corriente $i$ suministrada por el generador se divide en dos partes, lo que corresponde a la ecuación:

$$i = i_y + i_{y'}$$

donde $i_y$ e $i_{y'}$, representan respectivamente las corrientes que circulan en las dos admitancias.

Estas corrientes están definidas por las relaciones:

$$i_y = y \cdot v \quad \text{e} \quad i_{y'} = y' \cdot v$$

$v$ representa la tensión que aparece en bornes de las dos admitancias.

La ecuación total se escribe en la forma:

$$i = y \cdot v + y' \cdot v.$$

*$y$ e $y'$ constituyen los parámetros de este circuito.*

Según el proceso establecido durante el estudio de los parámetros $z$, es interesante estudiar un conjunto de dos circuitos, que se descompone de la siguiente manera:

— el circuito número 1, que comprende las dos admitancias $y_1$ e $y'_1$ en paralelo; un generador de tensión está colocado en serie con este conjunto;

parámetro z

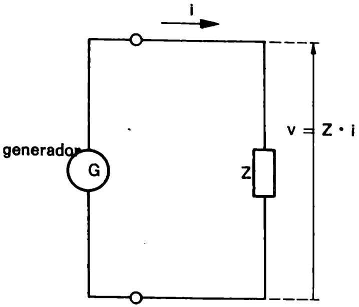

i
v = Z · i
generador
G
Z

Fig. 149

parámetro y

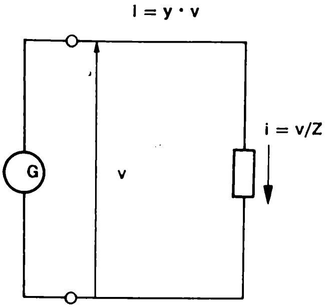

$I = y \cdot v$
$i = v/Z$
G
v

Fig. 150

associación de dos admitancias en paralelo

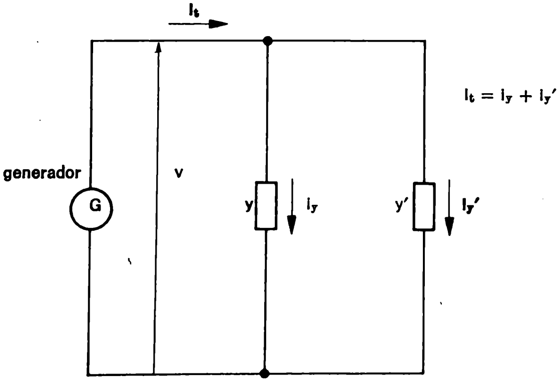

$I_t$
$I_t = I_y + I_y'$
generador
G
v
y
$I_y$
y′
$I_y'$

Fig. 151

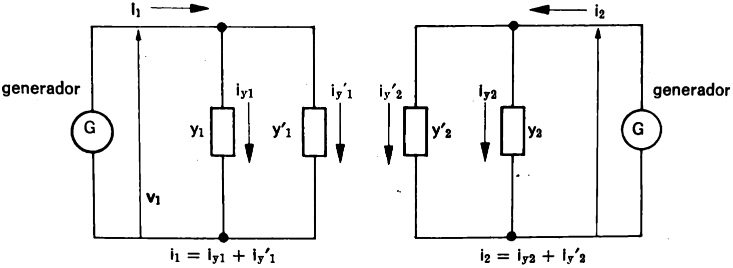

i1
i2
generador
generador
G
G
iy1
iy'1
iy'2
iy2
y1
y'1
y'2
y2
v1
i1 = iy1 + iy'1
i2 = iy2 + iy'2

Fig. 152

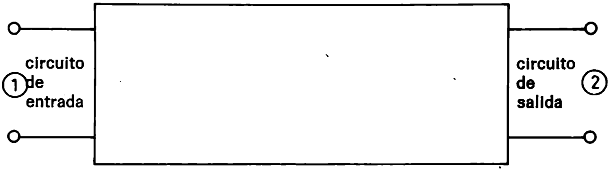

circuito de entrada
①
circuito de salida
②

Fig. 153

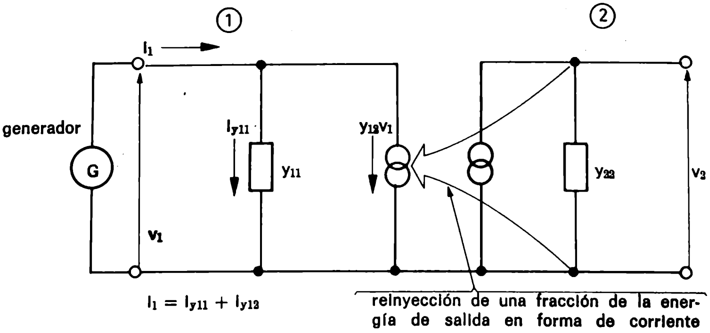

①
②
i1
generador
G
iy11
y11
y12v1
y22
v2
v1
i1 = iy11 + iy12
reinyección de una fracción de la energía de salida en forma de corriente

Fig. 154

— el circuito número 2, que comprende las dos admitancias $y_2$ e $y'_2$ en paralelo; el generador de tensión está colocado en serie exteriormente a este circuito (fig. 152).

La ecuación del circuito 1 es de la forma:

$$i_1 = i_{v_1} + i_{v_{1'}} = y_1 \cdot v_1 + y'_1 \cdot v_1$$

El circuito número 2 se puede terminar cuantitativamente por la relación:

$$i_2 = i_{v_2} + i_{v_{2'}} = y_2 \cdot v_2 + y'_2 \cdot v_2.$$

Agrupemos las dos ecuaciones anteriores:

$$i_1 = y_1 \cdot v_1 + y'_1 \cdot v_1$$
$$i_2 = y_2 \cdot v_2 + y'_2 \cdot v_2$$

Esta agrupación de las relaciones que definen el comportamiento de los circuitos 1 y 2 es muy interesante; se parece bastante a las ecuaciones del cuadripolo. Sin embargo, hay que observar las diferencias que existen entre este sistema de ecuaciones y las relaciones establecidas al estudiar el cuadripolo:

— las transferencias de energía de un circuito a otro no están representadas, viniendo expresado el último elemento de cada ecuación en función de las variables $v_1$ y $v_2$, variables que se vuelven a encontrar en los términos en $y_1$ e $y_2$;

— la corriente $i_2$ se supone suministrada por un generador conectado exteriormente en el circuito número 2; en el caso del cuadripolo, este generador sólo es indispensable si hay paso de corriente por los elementos que constituyen este circuito.

Un cuadripolo comprende también dos ramas en paralelo en cada uno de estos circuitos; estudiemos separadamente, para mayor sencillez, los circuitos de entrada y salida.

El circuito de entrada (figura 154) comprende:

— una admitancia propia de este circuito que representaremos por el término $y_{11}$;

— en paralelo con esta admitancia, un segundo elemento representa la energía reinyectada del circuito de salida al de entrada; esta energía se reinyecta en forma de corriente, por lo que representaremos este efecto de reacción interna por un generador de corriente.

Cuantitativamente, el generador correspondiente es función de la tensión $v_2$, disponible en los bornes de salida del cuadripolo, multiplicada por una admitancia común a los dos circuitos (no hay que olvidar el aspecto "corriente" de la energía reinyectada); llamaremos a ésta "admitancia de transferencia inversa", y la representaremos por el término $y_{12}$. La disposición de las cifras en el subíndice señala que la energía inyectada en el circuito de entrada (primera cifra) proviene del de salida (segunda cifra).

La ecuación total del circuito de entrada se presenta en la forma:

$$i_1 = y_{11} \cdot v_1 + y_{12} \cdot v_2$$

Para el circuito de salida el razonamiento es idéntico. Este circuito, representado en la figura 155, *a*, se divide en dos partes:

— la admitancia propia del circuito de salida, representada por el término $y_{22}$;

— un generador de corriente, que representa la energía inyectada del circuito de entrada al de salida. Cuantitativamente, este generador es función de la tensión en bornes del circuito de entrada ($v_1$), multiplicada por la admitancia de transferencia directa del cuadripolo ($y_{21}$); la disposición de las cifras en el subíndice, señala también aquí que la energía inyectada en el circuito de salida (primera cifra) proviene del de entrada (segunda cifra).

La ecuación correspondiente se puede escribir:

$$i_2 = y_{22} \cdot v_2 + y_{21} \cdot v_1$$

o también:

$$i_2 = i_{21} \cdot v_1 + y_{22} \cdot v_2.$$

Agrupemos ahora estas dos ecuaciones:

$$i_1 = y_{11} \cdot v_1 + y_{12} \cdot v_2$$
$$i_2 = i_{21} \cdot v_1 + y_{22} \cdot v_2.$$

El grupo de ecuaciones así obtenido representa perfectamente el comportamiento del cuadripolo; para facilitar su empleo durante el establecimiento de un proyecto, este sistema debe ser presentado en forma de ecuación matricial.

La columna matriz de las funciones es igual al producto de la matriz cuadrada de los parámetros por la columna matriz de las variables:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}.$$

En estas condiciones, la matriz de los parámetros se define por la ecuación:

$$\underline{\boxed{y}} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}.$$

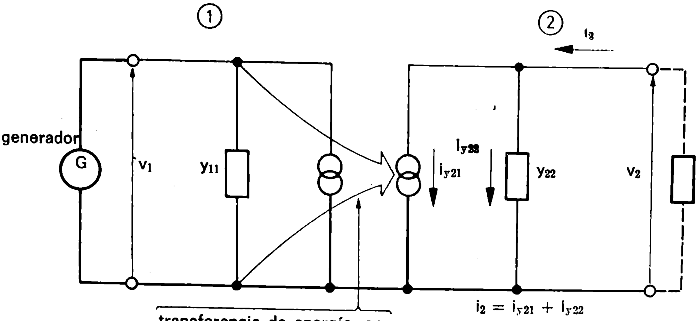
Como en el caso de los parámetros *z*, tratemos ahora de interpretar los parámetros y que acabamos de definir.

### *Definición de* $y_{11}$

En la primera ecuación del cuadripolo:

$$i_1 = y_{11} \cdot v_1 + y_{12} \cdot v_2$$

tomemos un valor nulo para $v_2$.


①
②
$i_2$
generador
G
$v_1$
$y_{11}$
$i_{y22}$
$i_{y21}$
$y_{22}$
$v_2$
$i_2 = i_{y21} + i_{y22}$

transferencia de energía, en forma de corriente, del circuito de entrada al de salida

Fig. 155a

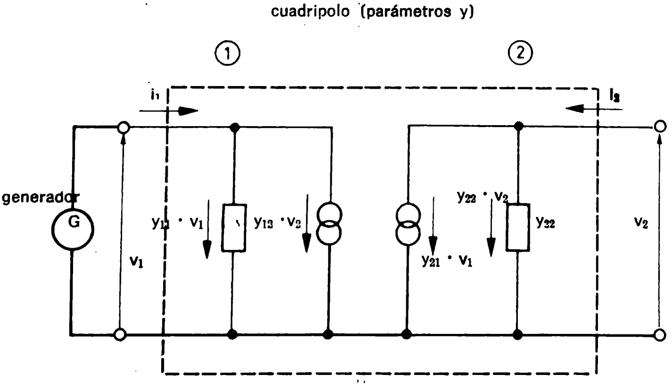

cuadripolo (parámetros y)
①
②
$i_1$
$i_2$
generador
G
$v_1$
$y_{11} \cdot v_1$
$y_{12} \cdot v_2$
$y_{22} \cdot v_2$
$y_{22}$
$y_{21} \cdot v_1$
$v_2$

Fig. 155b

definición de $y_{11}$ (admitancia de entrada, salida en cortocircuito)

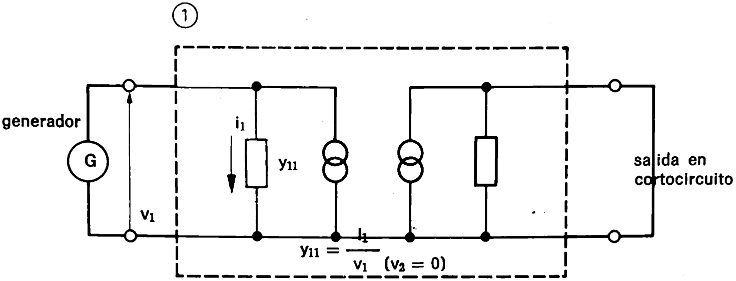

①
generador
G
$i_1$
$y_{11}$
$v_1$
salida en cortocircuito
$y_{11} = \frac{i_1}{v_1}$ ($v_2 = 0$)

Fig. 156

definición de $y_{12}$ (admitancia de transferencia inversa, entrada en cortocircuito)

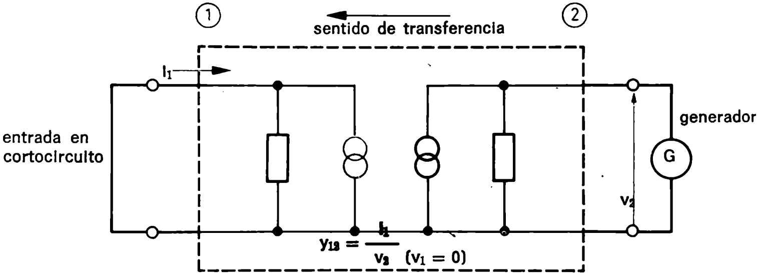

①
sentido de transferencia
②
$i_1$
entrada en cortocircuito
generador
G
$v_2$
$y_{12} = \frac{i_1}{v_2}$ ($v_1 = 0$)

Fig. 157

definición de $y_{21}$ (admitancia de transferencia directa, salida en cortocircuito)

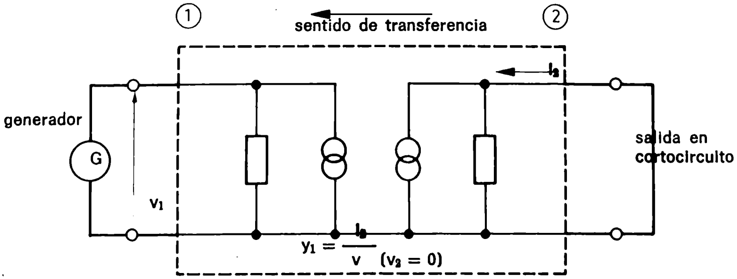

①
sentido de transferencia
②
$i_2$
generador
G
$v_1$
salida en cortocircuito
$y_1 = \frac{i_2}{v}$ ($v_2 = 0$)

Fig. 158

El circuito de salida queda cortocircuitado entonces (fig. 156) y en estas condiciones la ecuación del circuito de entrada es:

$$i_1 = y_{11} \cdot v_1 \qquad (v_2 = 0)$$

e

$$y_{11} = \frac{i_1}{v_1} \quad (v_2 = 0)$$

$y_{11}$ define la admitancia de entrada de un cuadripolo, con el circuito de salida cortocircuitado. Este parámetro corresponde al empleo del cuadripolo con una resistencia de carga prácticamente nula.

*Definición de* $y_{12}$

Si se aplica una tensión $v_2$ en los bornes de salida del cuadripolo, estando cortocircuitado el circuito de entrada (fig. 157), se reinyecta cierta energía, en forma de corriente, del circuito de salida al de entrada.

La primera ecuación del cuadripolo se hace entonces:

$$i_1 = y_{12} \cdot v_2 \qquad (v_1 = 0)$$

e

$$y_{12} = \frac{i_1}{v_2} \quad (v_1 = 0)$$

$y_{12}$ determina la admitancia de transferencia inversa del cuadripolo con la entrada en cortocircuito. En estas condiciones, la resistencia interna del generador que ataque al cuadripolo será prácticamente nula.

*Definición de* $y_{21}$

En la segunda ecuación del cuadripolo:

$$i_2 = i_{21} \cdot v_1 + y_{22} \cdot v_2.$$

hacemos $v_2 = 0$.

Una tensión $v_1$ se aplica en los bornes de entrada del cuadripolo, mientras que el circuito de salida está cortocircuitado (fig. 158). Cierta cantidad de energía es inyectada en forma de corriente del circuito de entrada al de salida:

$$i_2 = y_{21} \cdot v_1 \qquad (v_2 = 0).$$

De esta ecuación se puede sacar el valor de $y_{21}$, que es:

$$y_{21} = \frac{i_2}{v_1} \quad (v_2 = 0)$$

$y_{21}$ define la admitancia de transferencia directa del cuadripolo, con el circuito de entrada cortocircuitado (valor nulo de la resistencia de carga).

*Definición de* $y_{22}$

Si se aplica una tensión $v_2$ en los bornes de salida de este cuadripolo, estando en cortocircuito el circuito de entrada (fig. 159), la ecuación precedente se presenta en la forma:

$$i_2 = y_{22} \cdot v_2$$

en consecuencia:

$$y_{22} = \frac{i_2}{v_2} \quad (v_1 = 0)$$

$y_{22}$ determina la admitancia de salida del cuadripolo, estando cortocircuitado el circuito de entrada. En la práctica esto corresponde a un valor nulo de la resistencia de ataque.

Estas diversas funciones se pueden situar en el interior de las matrices de los parámetros, ya que los cuatro cuadrantes de esta matriz corresponden efectivamente a los elementos que acabamos de definir:

$$\boxed{y} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \text{admitancia de entrada} & \text{admitancia de transferencia inversa} \\ \text{(salida cortocircuitada)} & \text{(entrada cortocircuitada)} \\ \text{admitancia de transferencia directa} & \text{admitancia de salida} \\ \text{(salida cortocircuitada)} & \text{(entrada cortocircuitada)} \end{bmatrix}$$

*Empleo de los parámetros y*

Las reglas de empleo de los parámetros *y* son idénticas a las enunciadas en el estudio de los parámetros *z*.

Supongamos que tenemos dos cuadripolos "*a*" y "*b*" (fig. 160, *a*), tienen respectivamente sus entradas y sus salidas en paralelo. ¿Se pueden hallar los parámetros *y* del cuadripolo "*c*" equivalente?

La matriz de los parámetros del cuadripolo equivalente "*c*" es igual a la suma de las matrices de los parámetros de los cuadripolos "*a*" y "*b*", lo que da:

$$\boxed{y_c} = \boxed{y_a} + \boxed{y_b} = \begin{bmatrix} y_{11a} & y_{12a} \\ y_{21a} & y_{22a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{11b} & y_{12b} \\ y_{21b} & y_{22b} \end{bmatrix} =$$

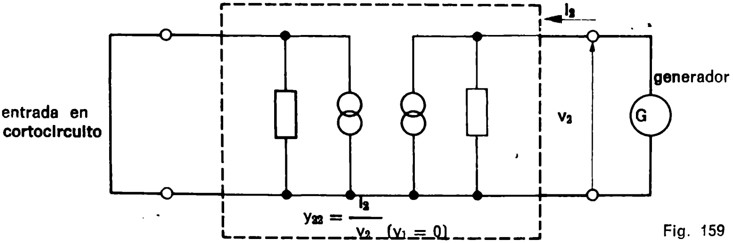
$$= \begin{bmatrix} y_{11a} + y_{11b} & y_{12a} + y_{12b} \\ y_{21a} + y_{21b} & y_{22a} + y_{22b} \end{bmatrix}$$

Si se descompone un circuito en *n* cuadripolos (fig. 160, *b*), teniendo todos éstos sus entradas y sus salidas, respectivamente, en paralelo, el resultado anterior nos permite escribir que:

— la admitancia de entrada equivalente es igual a la suma de las admitancias de entrada de cada cuadripolo:

$$y_{11eq.} = y_{11a} + y_{11b} + \dots + y_{11n}$$

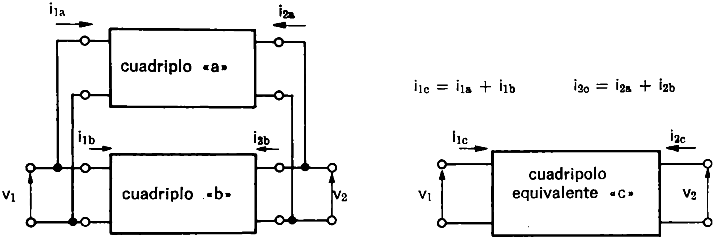
**definición de $y_{22}$ (admitancia de salida, entrada en cortocircuito)** ②


entrada en cortocircuito
$i_2$
generador
$v_2$
G
$i_2$

$$y_{22} = \frac{i_2}{v_2} \quad (v_1 = 0)$$

Fig. 159

asociación de cuadriplos (entradas y salidas respectivamente en paralelo) (parámetros y)


$i_{1a}$
$i_{2a}$
cuadriplo «a»
$i_{1b}$
$i_{2b}$
cuadriplo «b»
$v_1$
$v_2$
$i_{1c}$
$i_{2c}$
cuadripolo equivalente «c»
$v_1$
$v_2$

$i_{1c} = i_{1a} + i_{1b}$ $\qquad$ $i_{2c} = i_{2a} + i_{2b}$

Fig. 160a

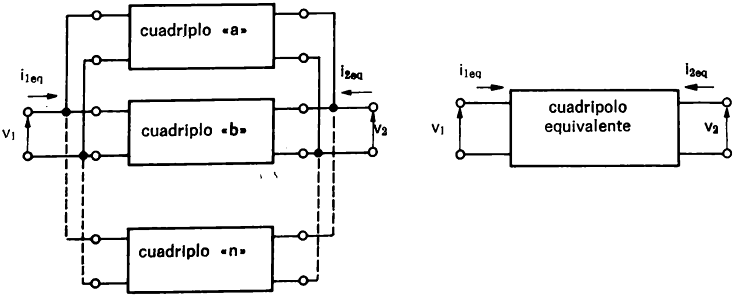

cuadriplo «a»
$i_{1eq}$
$i_{2eq}$
cuadriplo «b»
$v_1$
$v_2$
cuadriplo «n»
$i_{1eq}$
$i_{2eq}$
cuadripolo equivalente
$v_1$
$v_2$

Fig. 160b

esquema equivalente al transistor
(circuito de base común)

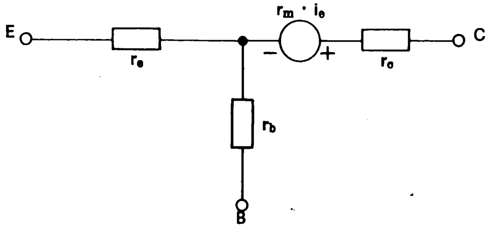

$r_m \cdot i_e$
E
$r_e$
−
+
$r_o$
C
$r_b$
B

Fig. 161

① cuadripolo
definición del parámetro $y_{11}$

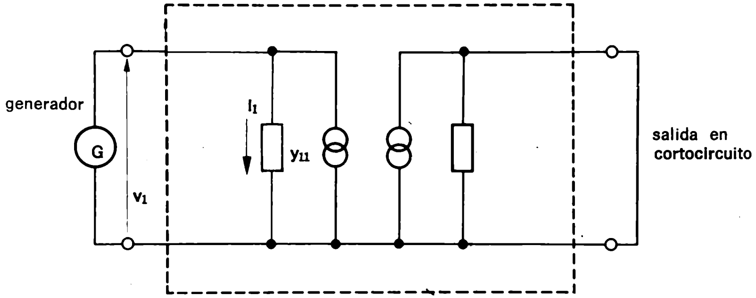

generador
G
$i_1$
$y_{11}$
$v_1$
salida en
cortocircuito

Fig. 162

① cuadripolo transistor (circuito de base común)
definición del parámetro $y_{11b}$

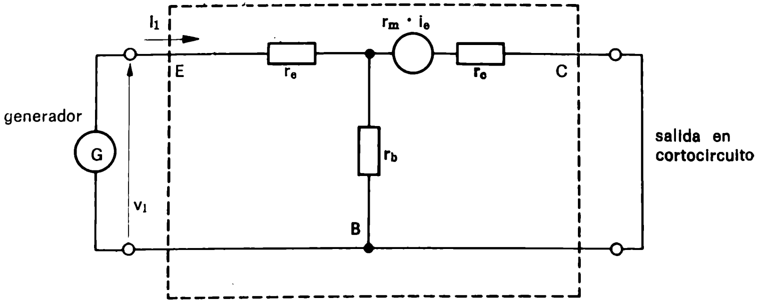

$i_1$
$r_m \cdot i_e$
E
$r_e$
$r_o$
C
generador
G
$r_b$
salida en
cortocircuito
$v_1$
B

Fig. 163

— la admitancia equivalente de transferencia inversa es igual a la suma de las admitancias de transferencia inversa de cada cuadripolo:

$$y_{12eq.} = y_{12a} + y_{12b} + \dots + y_{12n}$$

— la admitancia de transferencia directa equivalente es igual a la suma de las admitancias de transferencia directa de cada cuadripolo:

$$y_{21eq.} = y_{21a} + y_{21b} + \dots + y_{21n}$$

— la admitancia de salida equivalente es igual a la suma de las admitancias de salida de cada cudripolo:

$$y_{22eq.} = y_{22a} + y_{22b} + \dots + y_{22n}$$

## ADAPTACION DE LA TEORIA DE LOS CUADRIPOLOS A LOS CIRCUITOS CON RELACION A LOS PARAMETROS $y$

No basta con demostrar que una asociación de cuadripolos puede resolverse con sencillez; hace falta también que los circuitos que vamos a utilizar (transistores, resistencias, etc.), puedan ser transformados en cuadripolos.

### *El transistor en forma de cuadripolo* (parámetros $y$)

Los parámetros $y$ que podrán definirse para el cuadripolo del transistor difieren según la forma en que se conecte éste; como hay tres formas de montaje, será necesario definir tres matrices de parámetros:
— matriz de los parámetros $y$ o $y_b$ para el circuito de base común;
— matriz de los parámetros $y'$ o $y_e$ para el circuito de emisor común;
— matriz de los parámetros $y''$ o $y_c$ para el circuito de colector común;

### *Circuito de base común*

El esquema equivalente del transistor se ha establecido durante el estudio de los parámetros $z$; este esquema (representado en la figura 161) comprende las resistencias $r_e$, $r_b$ y $r_m$. Todos estos elementos están dados por el fabricante.

Hay que calcular ahora los diversos parámetros $y_{11b}$, $y_{12b}$, $y_{21b}$ e $y_{22b}$, correspondientes a este montaje, en función de los elementos propios del transistor. Siendo los métodos de cálculo extremadamente sencillos, daremos el resultado final, dejando al lector la tarea de establecer los cálculos intermedios, si lo juzga necesario.

### *Definición del parámetro* $y_{11b}$

En el cuadripolo representado en la figura 162, $y_{11}$ define la admitancia de entrada, con la salida en cortocircuito.

En el esquema equivalente del transistor cortocircuitemos el colector y la base (figura 163); ahora es fácil calcular $y_{11b}$, sabiendo que está aplicada una tensión $v_1$ entre el emisor y la base.

El resultado es el siguiente:

$$y_{11b} = \frac{r_b + r_e}{r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}.$$

*Definición del parámetro $y_{12b}$*

En el cuadripolo representado en la figura 164, $y_{12b}$ define la admitancia de transferencia inversa, estando la entrada en cortocircuito.

En consecuencia, el emisor y la base están cortocircuitados (fig. 165), aplicándose una tensión $v_2$ entre el colector y la base. Basta con calcular $i_1$ en función de $v_2$ y haciendo el cociente $i_1/v_2$ se obtiene el resultado final siguiente:

$$y_{12b} = \frac{-r_b}{r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}.$$

*Definición del parámetro $y_{21b}$*

$y_{21b}$ determina la admitancia de transferencia directa en el cuadripolo representado en la fig. 166; esta definición sólo es válida si el circuito de salida está cortocircuitado.

El colector y la base están unidos directamente, en tanto que entre el emisor y la base se aplica una tensión $v_1$ (figura 167); el cociente $i_1/v_2$ define el valor de $y_{21b}$, lo que da:

$$y_{21b} = \frac{-(r_b + r_m)}{r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_e \cdot r_e}.$$

*Definición del parámetro $y_{22b}$*

$y_{22b}$ corresponde a la admitancia de salida del cuadripolo, estando el circuito de entrada cortocircuitado (figura 168).

En estas condiciones, el emisor y la base del transistor, representado por su esquema equivalente en $T$ en la figura 169, están unidos directamente, habiendo aplicado una tensión $v_2$ entre el colector y la base. Sólo hay que calcular $i_2$ en función de $v_2$ y por el cociente entre estas dos cantidades definir la admitancia de salida ($y_{22b}$) del cuadripolo del transistor.

$$y_{22b} = \frac{r_e + r_b}{r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}.$$

Es interesante observar que el denominador

$$[r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e]$$

es común a los cuatro parámetros que acabamos de definir. Este denomi-

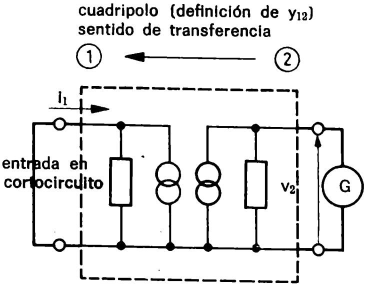

cuadripolo (definición de y12)
sentido de transferencia
①
②
i1
entrada en cortocircuito
v2
G

Fig. 164

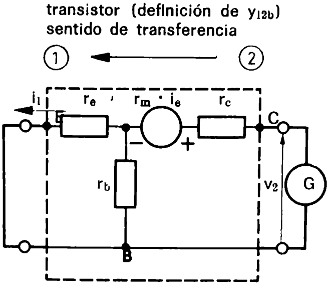

transistor (definición de y12b)
sentido de transferencia
①
②
i1
E
re
rm · ie
rc
C
rb
v2
G
B

Fig. 165

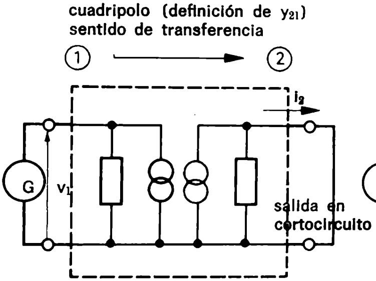

cuadripolo (definición de y21)
sentido de transferencia
①
②
i2
G
v1
salida en cortocircuito

Fig. 166

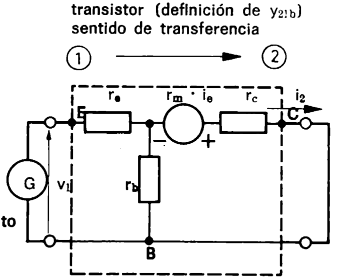

transistor (definición de y21b)
sentido de transferencia
①
②
re
rm · ie
rc
i2
E
C
G
v1
rb
B

Fig. 167

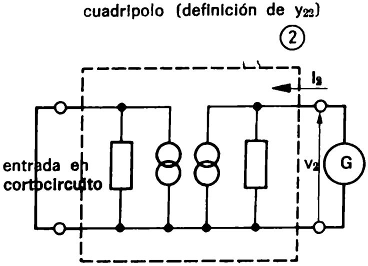

cuadripolo (definición de y22)
②
i2
entrada en cortocircuito
v2
G

Fig. 168

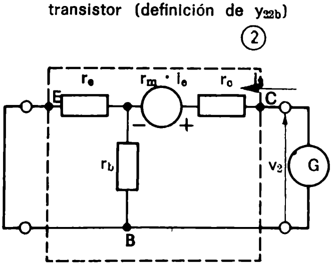

transistor (definición de y22b)
②
re
rm · ie
ro
i2
E
C
rb
v2
G
B

Fig. 169

cuadripolo transistor en circuito de base común (parámetros y)

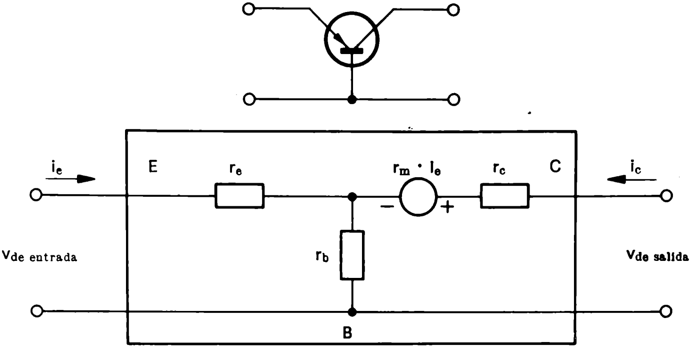

$i_e$
E
$r_e$
$r_m \cdot i_e$
$r_c$
C
$i_c$
−
+
$V_{de\ entrada}$
$r_b$
$V_{de\ salida}$
B

Fig. 170a

cuadripolo transistor en circuito de emisor común (parámetros y)

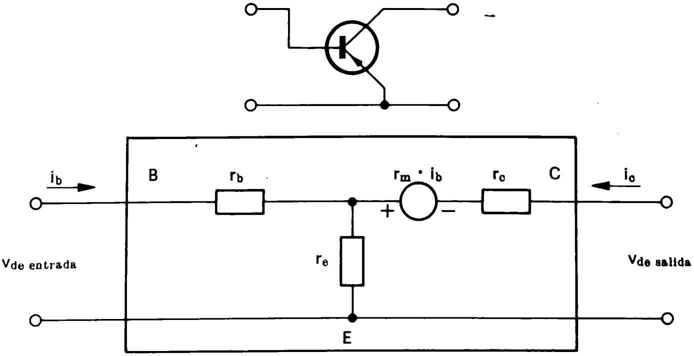

$i_b$
B
$r_b$
$r_m \cdot i_b$
$r_c$
C
$i_c$
+
−
$V_{de\ entrada}$
$r_e$
$V_{de\ salida}$
E

Fig. 170b

nador se puede expresar, además, únicamente en función de $r_e$, $r_b$, $r_c$ y sustituyendo $r_m$ por $\alpha \cdot r_c$

$$r_b(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e = r_c[r_e + r_b(1 - \alpha)] + r_e \cdot r_b.$$

Con frecuencia, en la literatura técnica se sustituyen este conjunto de términos por el símbolo $\Delta$.

En estas condiciones, la matriz de los parámetros $y$ de un transistor en circuito de base común se presenta en la forma (fig. 170, *a*):

$$\boxed{y_b} = \begin{bmatrix} y_{11b} & y_{12b} \\ y_{21b} & y_{22b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{r_b + r_c}{\Delta} , & \dfrac{-r_b}{\Delta} \\ \dfrac{-(r_b + r_m)}{\Delta} & \dfrac{r_e + r_b}{\Delta} \end{bmatrix}.$$

El término $1/\Delta$ es común a los cuatro parámetros; una ley muy importante del cálculo matricial, concerniente al producto de una matriz de parámetros por un término cualquiera, nos permite simplificar considerablemente la presentación de la matriz $y_b$.

En efecto, si una matriz de parámetros se multiplica por el término "*a*". basta con multiplicar cada parámetro por la letra "*a*"; por ejemplo:

$$a \cdot \boxed{y} = a \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a \cdot y_{11} & a \cdot y_{12} \\ a \cdot y_{21} & a \cdot y_{22} \end{vmatrix}.$$

Inversamente, si un término es común a los cuatro parámetros (*a*, por ejemplo), se puede dividir cada parámetro por dicho término y colocar este último como factor fuera de la matriz. Como $1/\Delta$ es común a los cuatro parámetros, este término debe encontrarse como factor en relación con la matriz, lo que nos da:

$$\boxed{y_b} = \frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} r_b + r_c & -r_b \\ -(r_b + r_m) & r_e + r_b \end{vmatrix}.$$

*Circuito de emisor común* (figura 170 b)

La admitancia de entrada del cuadripolo del transistor en circuito de emisor común, estando la salida en cortocircuito, está dada por la relación:

$$y_{11e} = \frac{r_e + r_c - r_m}{r_b(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}.$$

La admitancia de transferencia inversa, con la entrada en cortocircuito, es igual a:

$$y_{12e} = \frac{-r_e}{r_b(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}.$$

La admitancia de transferencia directa, con la salida en cortocircuito, está dada por la relación:

$$y_{21e} = \frac{r_m - r_e}{r_b(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}$$

La admitancia de salida del cuadripolo del transistor en circuito de emisor común, con la entrada en cortocircuito, es igual a:

$$y_{22e} = \frac{r_b + r_e}{r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}.$$

La matriz de los parámetros "admitancia" del cuadripolo del transistor en circuito de emisor común se puede representar por:

$$\left|\overline{\underline{y_e}}\right| = \begin{bmatrix} y_{11e} & y_{12e} \\ y_{21e} & y_{22e} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} r_e + r_c - r_m & -r_e \\ r_m - r_e & r_b + r_e \end{bmatrix}.$$

No hay que olvidar que en esta relación el término Δ es igual al conjunto de elementos que constituyen el denominador de cada parámetro, o sea:

$$\Delta = r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e.$$

*Circuito de colector común* (figura 171)

Los diferentes parámetros de "admitancia" que corresponden al empleo de un transistor en circuito de colector común están definidos por las relaciones:

— admitancia de entrada (salida en cortocircuito):

$$y_{11c} = \frac{r_e + r_c - r_m}{r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}$$

— admitancia de transferencia inversa (entrada en cortocircuito):

$$y_{12c} = \frac{r_m - r_c}{r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}$$

— admitancia de transferencia directa (salida en cortocircuito):

$$y_{21c} = \frac{-r_c}{r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}$$

— admitancia de salida (entrada en cortocircuito):

$$y_{22c} = \frac{r_c + r_b}{r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}$$

La matriz de los parámetros "$y_c$" del cuadripolo del transistor (en circuito de colector común) se presenta en la forma:

$$\left|\overline{\underline{y_c}}\right| = \begin{bmatrix} y_{11c} & y_{12c} \\ y_{21c} & y_{22c} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} r_e + r_c - r_m & r_m - r_c \\ -r_c & r_c + r_b \end{bmatrix}$$

sabiendo que

$$\Delta = r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e.$$

cuadripolo transistor en circuito de colector común (parámetros y)

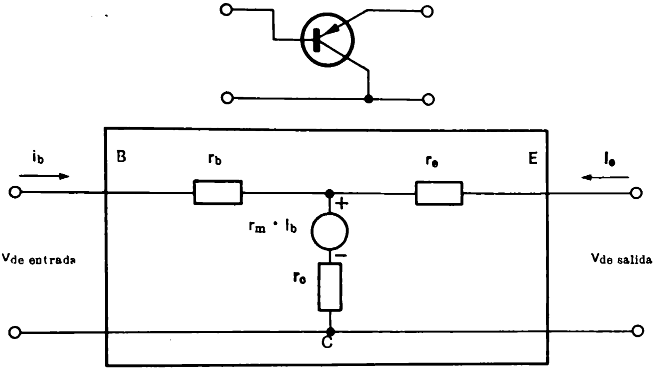
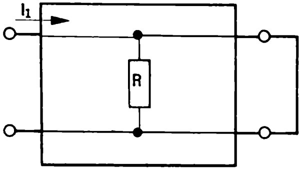

ib
B
rb
re
E
Ie
+
rm · Ib
−
ro
C
Vde entrada
Vde salida

Fig. 171

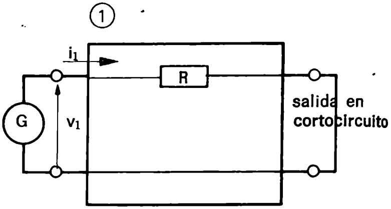
cuadripolo «resistencia serie»
definición de $y_{11}$



los bornes de entrada están cortocircuitados; por tanto la tensión de entrada es nula e $y_{11} = \infty$

Fig. 172

cuadripolo «resistencia paralelo»
definición de $y_{11}$



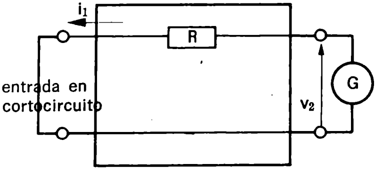
①
$i_1$
R
G
$V_1$
salida en
cortocircuito

Fig. 173

cuadripolo «resistencia paralelo»
definición de $y_{12}$

sentido de transferencia

① ← ②



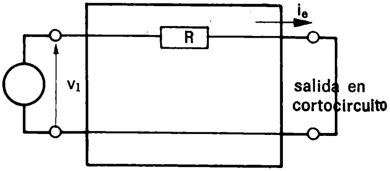
$i_1$
R
entrada en
cortocircuito
$V_2$
G

Fig. 174

cuadripolo «resistencia paralelo»
definición de $y_{21}$

sentido de transferencia

① → ②



$i_e$
R
$V_1$
salida en
cortocircuito

Fig. 175

## APLICACION DE LA TEORIA DE LOS CUADRIPOLOS (PARAMETROS "$y$") A OTROS CIRCUITOS

En el estudio de los parámetros "$z$" habíamos considerado tres tipos de circuitos simples: los cuadripolos de "resistencia en serie", "resistencia en paralelo" y transformador; en el caso de los parámetros "$z$" solamente se podía definir cuantitativamente como cuadripolo el circuito de resistencia en serie. Tratemos ahora de determinar los parámetros "$y$" para cada uno de estos circuitos.

### *El cuadripolo "resistencia en serie"*

#### Definición de $y_{1r}$

En la ecuación $i_1 = y_{11} \cdot v_1 + y_{12} \cdot v_2$, la razón $i_1/v_1$ define la admitancia de entrada cuando los bornes de salida del cuadripolo correspondiente están cortocircuitados. En el esquema de la figura 172 los bornes de salida están también cortocircuitados y una corriente $i_1$ está aplicada al circuito de entrada. Siendo la tensión $v_1$ igual a la $v_2$ ($v_2 = v_1 = 0$), la razón $i_1/v_1$ en estas condiciones es igual a infinito. Es prácticamente imposible definir unos parámetros "$y$" para tal circuito.

### *El cuadripolo "resistencia en paralelo"*

#### Definición de $y_{11}$ (figura 173)

En el cuadripolo, la admitancia de entrada se define por la relación existente entre la corriente de entrada ($i_1$) y la tensión de entrada ($v_1$) para un valor nulo de la tensión de salida ($v_2$).

Cortocircuitemos los bornes de salida del cuadripolo "resistencia en paralelo" en estas condiciones; la admitancia de entrada de este cuadripolo está definida por la relación:

$$y_{11} = \frac{i_1}{v_1}\,(v_2 = 0) = \frac{i_1}{R \cdot i_1} = \frac{1}{R}.$$

#### Definición de $y_{12}$ (fig. 174)

Utilizando los mismos artificios de cálculo que antes, la admitancia de transferencia inversa del cuadripolo "resistencia en paralelo" está dada por la relación:

$$y_{12} = \frac{i_1}{v_2}\,(v_1 = 0) = \frac{-i_1}{R \cdot i_1} = -\frac{1}{R}.$$

El signo menos explica que la corriente $i_1$ en el circuito de entrada (con ésta en cortocircuito) no es otra que la corriente $i_2$; en tales condiciones, $i_1$ tiene sentido inverso con relación al normal de la corriente del circuito de entrada.

#### Definición de $y_{21}$ (fig. 175)

El circuito de salida del cuadripolo "resistencia en paralelo" está cortocircuitado; la admitancia de transferencia directa se define por la relación existente entre la corriente que pasa por el circuito de salida y la tensión aplicada a los bornes del circuito de entrada (como en el caso anterior, esta admitancia está precedida del signo menos: la corriente de salida, que no es otra que la $i_1$, circula en sentido inverso del habitual en el cuadripolo).

$$y_{21} = \frac{i_2}{v_1} \ (v_2 = 0) = \frac{-i_1}{R \cdot i_1} = -\frac{1}{R}$$

$i_2$ es efectivamente igual a $-i_1$.

Definición de $y_{22}$ (figura 176)

La admitancia de salida del cuadripolo "resistencia en paralelo", con el circuito de entrada cortocircuitado, está dada por la relación:

$$y_{22} = \frac{i_2}{v_2} \ (v_1 = 0) = \frac{i_2}{R \cdot i_2} = \frac{1}{R}.$$

La matriz de los parámetros de cuadripolo "resistencia en paralelo" se escribe en la forma:

$$\boxed{y} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ -\frac{1}{R} & \frac{1}{R} \end{bmatrix}.$$

Hemos elegido intencionadamente un circuito elemental para definir estos parámetros "admitancia"; en la práctica se pueden encontrar circuitos más complejos, tal como el representado en la figura 177, cual son los que implican nociones imaginarias (fig. 178).

Cualquiera que sea la complejidad del circuito, la definición de los parámetros se hará según métodos utilizados en el presente capítulo.

*El cuadripolo transformador*

Definición de $y_{11}$ (figura 179)

En el cuadripolo, la admitancia de entrada está dada por la ecuación:

$$y_{11} = \frac{i_1}{v_1} \ (v_2 = 0)$$

Si cortocircuitamos el secundario del transformador, suponiendo éste perfecto, la impedancia vista desde el primario es nula; en estas condiciones la admitancia correspondiente es igual a infinito. Por consiguiente, resulta prácticamente imposible definir unos parámetros $y$ para el transformador; sólo los circuitos del tipo "resistencia en serie" y "resistencia en paralelo" han podido ser representados cuantitativamente por los parámetros "$z$" o "$y$".

cuadripolo «resistencia paralelo»
definición de $y_{22}$ ②

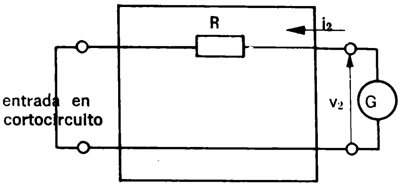

R
$i_2$
entrada en cortocircuito
$v_2$
G

Fig. 176

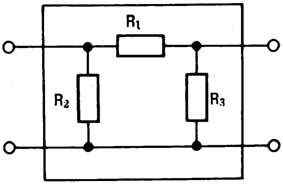


Fig. 177

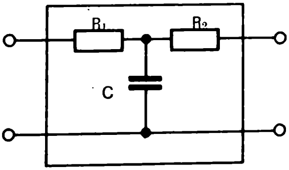
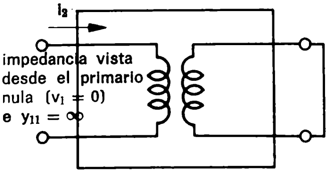


Fig. 178

cuadripolo transformador
definición de $y_{11}$

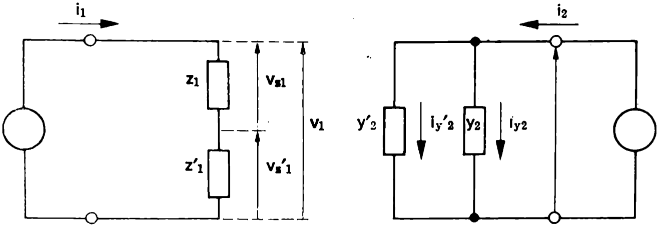


impedancia vista
desde el primario
nula ($v_1 = 0$)
e $y_{11} = \infty$

Fig. 179

circuito número 1: suma de dos tensiones

circuito número 2: suma de dos corrientes


$i_1$
$z_1$
$v_{z1}$
$v_1$
$z'_1$
$v_{z}'_1$
$i_2$
$y'_2$
$i_{y}'_2$
$y_2$
$i_{y2}$

$v_1 = v_{z1} + v_{z}'_1$

$i_2 = i_{y2} + i_{y}'_2$

Fig. 180

cuadripolo (parámetros h)

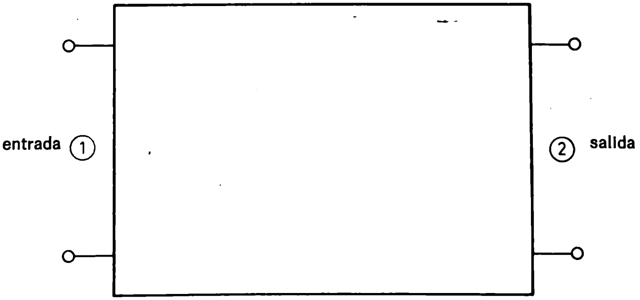

entrada ①
② salida

Fig. 181

Al estudiar los parámetros $z$ e $y$, estudiamos, antes de enunciar las cualidades del cuadripolo, la asociación de dos circuitos que comprenden cada uno dos elementos en serie (asociación de dos tensiones) o en paralelo (asociación de dos corrientes).

Supongamos ahora un conjunto de dos circuitos que se descompongan de la siguiente forma:

— un circuito número 1, que comprende dos impedancias en serie (fig. 180);

— un circuito número 2, que comprende dos admitancias en paralelo.

La ecuación del circuito 1 es de la forma:

$$v_1 = z_1 \cdot i_1 + z'_1 \cdot i_1$$

En cambio, la del circuito 2 está dada por:

$$i_2 = y_2 \cdot v_2 + y'_2 \cdot v_2.$$

En el circuito número 1, sustituyamos el término $z'_1 . i_1$ por un elemento equivalente; considerando que este término define una tensión, se le puede sustituir por un generador de tensión:

$$v'_1 = z'_1 \cdot i_1$$

en estas condiciones, la ecuación del circuito número 1 se escribe ahora:

$$v_1 = z_1 \cdot i_1 + v'_1.$$

En el circuito número 2, el término $y'_2 \cdot v_2$ se puede sustituir por un elemento equivalente, y como dicho término define una corriente, lo sustituiremos por un generador de corriente, lo que da:

$$i'_2 = y'_2 \cdot v_2$$

y la ecuación del circuito número 2 queda entonces en la forma:

$$i_2 = y_2 \cdot v_2 + i'_2 = i'_2 + y_2 \cdot \mathrm{v}_2.$$

Agrupemos las dos ecuaciones:

$$v_1 = z_1 \cdot i_1 + v'_1.$$

$$i_2 = i'_2 + y_2 \cdot v_2.$$

En los estudios anteriores, el cuadripolo estaba representado, bien por una asociación de dos circuitos, compuesto cada uno por dos elementos en serie (parámetros $z$), bien por una asociación de dos circuitos, compuesto cada uno por dos elementos en paralelo (parámetros $y$). Supongamos ahora un cuadripolo en el cual el circuito de entrada esté compuesto por la asociación de dos elementos en serie y el circuito de salida por dos elementos en paralelo; en este caso no se pueden emplear los parámetros $z$ a causa del circuito de salida, ni los $y$ a causa del de entrada. Por eso definiremos una nueva categoría de parámetros, que llamaremos *parámetros híbridos* (de ahí el símbolo "***h***").

El circuito de entrada (fig. 182) está definido por la suma de dos tensiones:

— tensión en bornes de la impedancia propia de este circuito, $h_{11} \cdot i_1$;

— tensión reinyectada del circuito de salida al de entrada $h_{12} \cdot v_2$.

La ecuación del circuito de entrada de este nuevo cuadripolo se presenta en la forma:

$$v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2.$$

El circuito de salida (fig. 183) se determina cuantitativamente por la suma de dos corrientes:

— corriente inyectada del circuito de entrada al de salida $h_{21} \cdot i_1$;

— corriente que circula por la admitancia propia del circuito de salida $h_{22} \cdot v_2$.

La ecuación total del circuito de salida está dada por:

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2.$$

La representación simultánea de las dos ecuaciones define cuantitativamente el nuevo cuadripolo (fig. 193, *b*):

$$v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2.$$
$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2.$$

Podemos ya escribir la ecuación matricial de este nuevo cuadripolo, que se presenta en la forma: columna matriz de las funciones igual a la matriz cuadrada de los parámetros que multiplica a la columna matriz de las variables, o sea:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

De esta ecuación sacamos la matriz de los parámetros híbridos de un cuadripolo:

$$\boxed{h} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}.$$

*Definición del parámetro* $h_{11}$ (figura 184)

En la ecuación $v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2$, supongamos que la tensión de salida sea nula ($v_2 = 0$); basta para ello con cortocircuitar los bornes de salida del cuadripolo. La ecuación anterior queda entonces en la forma:

$$v_1 = h_{11} \cdot i_1 \quad \text{para} \quad v_2 = 0$$

de donde:

$$h_{11} = \frac{v_1}{i_1} \, (v_2 = 0)$$

$h_{11}$ define la impedancia de entrada del cuadripolo, con los bornes de salida en cortocircuito, lo que corresponde a un valor nulo de la resistencia de carga de este cuadripolo.

reinyección de una fracción de la energía de salida bajo la forma de tensión, en el circuito de entrada

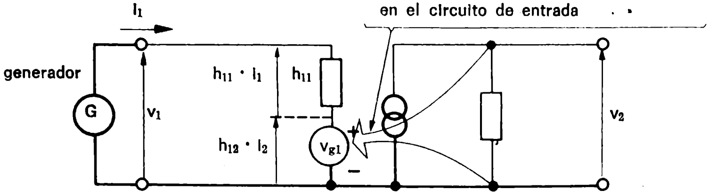
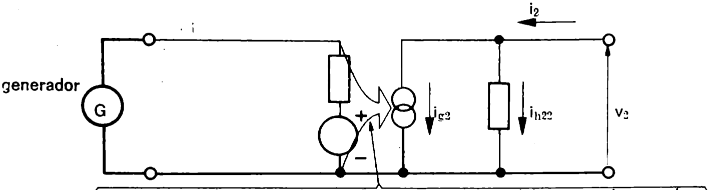

$I_1$
generador
G
$V_1$
$h_{11} \cdot I_1$
$h_{11}$
$h_{12} \cdot I_2$
$V_{g1}$
+
−
$V_2$

Fig. 182


$i_2$
generador
G
+
−
$i_{g2}$
$i_{h22}$
$V_2$

transmisión de energía bajo la forma de corriente, del circuito de entrada al circuito de salida

Fig. 183a

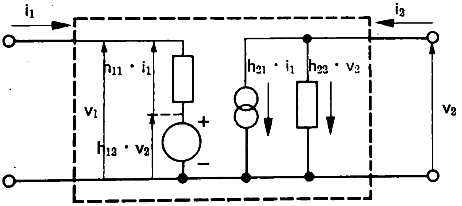
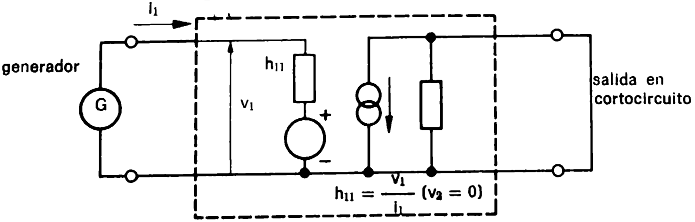

$i_1$
$i_2$
$h_{11} \cdot i_1$
$V_1$
$h_{12} \cdot V_2$
+
−
$h_{21} \cdot i_1$
$h_{22} \cdot V_2$
$V_2$

Fig. 183b

① definición de $h_{11}$ (impedancia de entrada, salida en cortocircuito)


$I_1$
generador
G
$V_1$
$h_{11}$
+
−
salida en cortocircuito

$$h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \quad (V_2 = 0)$$

Fig. 184

porcentaje de reacción interna (relación de tensiones), circuito de entrada abierto

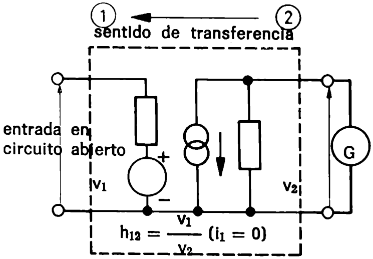

①
②
sentido de transferencia
entrada en circuito abierto
$V_1$
$V_2$
+
−
G
$h_{12} = \frac{V_1}{V_2}$ $(i_1 = 0)$

Fig. 185

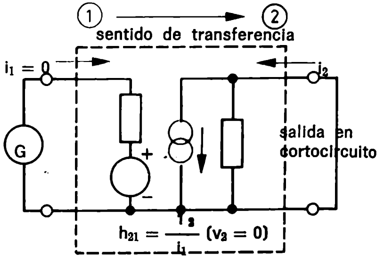
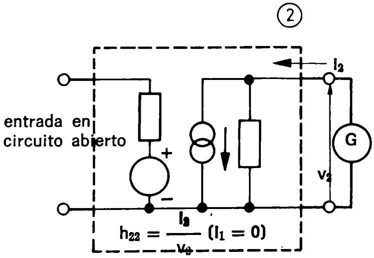

①
②
sentido de transferencia
$i_1 = 0$
$i_2$
G
+
−
salida en cortocircuito
$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$ $(V_2 = 0)$

Fig. 186

admitancia de salida (entrada abierta)


②
$I_2$
entrada en circuito abierto
+
−
G
$V_2$
$h_{22} = \frac{I_2}{V_2}$ $(I_1 = 0)$

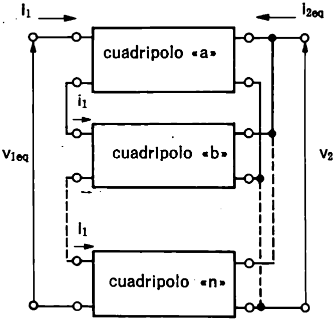

$I_1$
$I_{2eq}$
cuadripolo «a»
$i_1$
cuadripolo «b»
$I_1$
cuadripolo «n»
$V_{1eq}$
$V_2$

Fig. 187

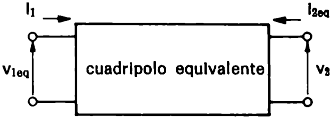

$I_1$
$I_{2eq}$
$V_{1eq}$
cuadripolo equivalente
$V_2$

Fig. 188

*Definición del parámetro* $h_{12}$ (figura 185)

Si la corriente $i_1$ es nula en la ecuación: $v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2$, aparece una nueva identidad: $v_1 = h_{12} \cdot v_2$ para $i_1 = 0$

lo que corresponde a:

$$h_{12} = \frac{v_1}{v_2} \quad (i_1 = 0)$$

$h_{12}$ determina la relación que existe entre la tensión reinyectada en bornes del circuito de entrada (estando éste abierto) con relación a la tensión disponible en bornes del circuito de salida.

*Definición del parámetro* $h_{21}$ (figura 186)

En la ecuación $i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2$, hagamos $v_2 = 0$; en la práctica basta con cortocircuitar los bornes de salida del cuadripolo. En estas condiciones:

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 \quad \text{para} \quad v_2 = 0$$

y

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \quad (v_2 = 0)$$

$h_{21}$ determina la relación entre las corrientes de salida ($i_2$) y de entrada ($i_1$) para un valor nulo de la tensión de salida.

*Definición del parámetro* $h_{22}$ (figura 187)

Si $i_1 = 0$ en la ecuación anterior, el término $h_{22}$ queda determinado por la razón:

$$h_{22} = \frac{i_2}{v_2} \quad (i_1 = 0)$$

$h_{22}$ define la admitancia de salida del cuadripolo, con el circuito de entrada abierto. En consecuencia, la matriz de los parámetros híbridos de un cuadripolo se puede interpretar de la siguiente forma:

$$\left|\overline{h}\right| = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \text{Impedancia de entrada} & \text{Porcentaje de contrarreacción interna} \\ \text{(salida en cortocircuito)} & \text{(entrada abierta)} \\ \text{Ganancia de corriente} & \text{Admitancia de salida} \\ \text{(salida en cortocircuito)} & \text{(entrada abierta)} \end{bmatrix}$$

*Empleo de los parámetros h*

Si se asocian *n* cuadripolos de forma que todas las entradas estén colocadas en serie y todas las salidas en paralelo (fig. 188), la matriz de los parámetros híbridos del cuadripolo equivalente se presenta en la forma:

$$\left|\overline{h_{eq.}}\right| = \left|\overline{h_a}\right| + \left|\overline{h_b}\right| + \dots + \left|\overline{h_n}\right| =$$

$$= \begin{bmatrix} h_{11a} & h_{12a} \\ h_{21a} & h_{22a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{bmatrix} + \dots + \begin{bmatrix} h_{11n} & h_{12n} \\ h_{21n} & h_{22n} \end{bmatrix}$$

o sea:

$$\left|\overline{h_{eq.}}\right| = \begin{bmatrix} h_{11a} + h_{11b} + \dots + h_{11n} & h_{12a} + h_{12b} + \dots + h_{12n} \\ h_{21a} + h_{21b} + \dots + h_{21n} & h_{22a} + h_{22b} + \dots + h_{22n} \end{bmatrix}.$$

Ahora resulta muy sencillo conocer los valores de las impedancias de entrada y salida, así como la ganancia de corriente y el porcentaje de reacción interna del cuadripolo equivalente; pero no hay que olvidar que estos parámetros están definidos en condiciones particulares (entrada abierta y salila en cortocircuito).

### APLICACION DE LA TEORIA DE LOS CUADRIPOLOS A LOS CIRCUITOS, CON RELACION A LOS PARAMETROS *h*

Igual que con los parámetros $z$ e $y$, vamos a definir unos parámetros $h$ para diversos circuitos, particularmente el transistor, los circuitos "resistencia en serie" y "resistencia en paralelo", así como el transformador.

*El transistor en forma de cuadripolo (parámetros h)*

Los tres circuitos posibles del transistor deben ser diferenciados, por lo que adoptaremos tres tipos de parámetros $h$:
— para el circuito de base común, los parámetros $h$ o $h_b$;
— para el circuito de emisor común, los parámetros $h'$ o $h_e$;
— para el circuito de colector común, los parámetros $h''$ o $h_e$.

*Circuito de base común*

Los parámetros $h$ del transistor se definirán partiendo de los elementos $r_e$, $r_b$, $r_c$ y $r_m$ dados por los textos. Determinemos los parámetros $h_{11b}$, $h_{12b}$, $h_{21b}$ y $h_{22b}$.

Teniendo en cuenta que el principio del cálculo es idéntico al que hemos expuesto al hacer el estudio de los parámetros $z$ e $y$, nos limitaremos a indicar el circuito correspondiente al resultado.

*Parámetro $h_{11b}$*

En el esquema equivalente del transistor representado en la fig. 189, el colector y la base están cortocircuitados, y en el circuito de entrada se inyecta una corriente $i_1$. Basta ahora con calcular $v_1$ en función de $i_1$ y establecer la relación $v_1/i_1$, que define el parámetro $h_{11b}$:

$$h_{11b} = \frac{r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}{r_b + r_c}.$$

*Parámetro $h_{12b}$*

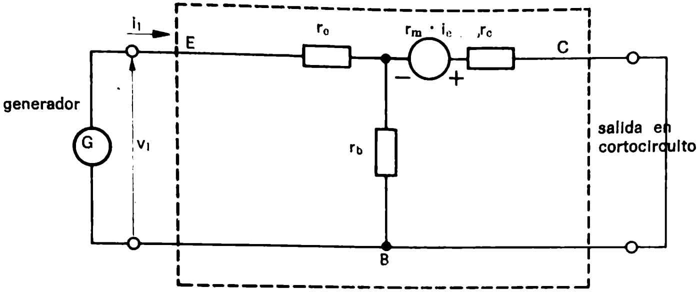
Esta vez el circuito de entrada está abierto, a la vez que entre colector y base del transistor hay aplicada una tensión $v_2$ (fig. 190). La relación $v_1/v_2$ define el valor del parámetro $h_{12b}$:

$$h_{12b} = \frac{r_b}{r_b + r_c}.$$

cuadripolo transistor (parámetros h)

montaje en base común

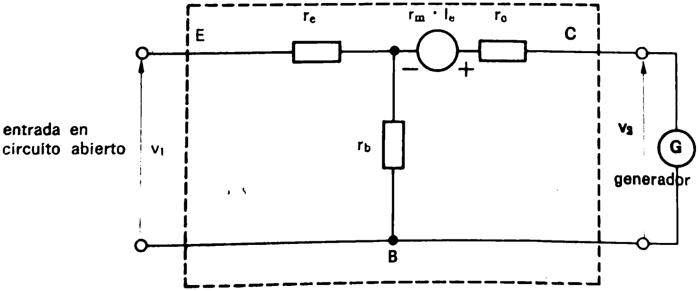
definición de $h_{11b}$
(impedancia de entrada, salida en cortocircuito)



$i_1$
E
$r_o$
$r_m \cdot i_e$
$r_c$
C
generador
G
$v_1$
$r_b$
salida en cortocircuito
B

Fig. 189

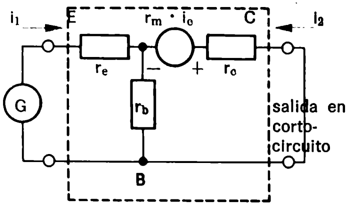
definición de $h_{12b}$
(porcentaje de reacción interna, entrada en circuito abierto)



$r_e$
$r_m \cdot i_e$
$r_o$
E
C
entrada en circuito abierto
$v_1$
$r_b$
$v_2$
G
generador
B

Fig. 190

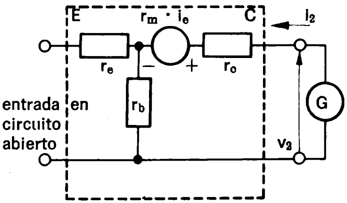
definición de $h_{21b}$
(ganancia de corriente, salida
en cortocircuito)



$i_1$
E
$r_m \cdot i_e$
C
$i_2$
G
$r_e$
−
+
$r_o$
$r_b$
B
salida en corto-circuito

Fig. 191

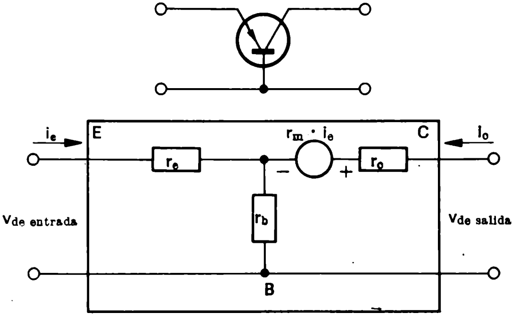
definición de $h_{22b}$
(admitancia de salida,
entrada en circuito abierto)



E
$r_m \cdot i_e$
C
$i_2$
$r_e$
−
+
$r_o$
$r_b$
entrada en circuito abierto
G
$v_2$

Fig. 192

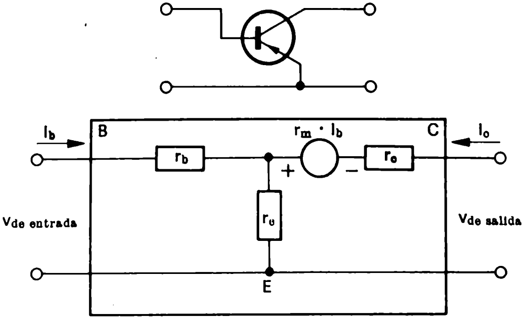
cuadripolo transistor en circuito
de base común (parámetro h)



$i_e$
E
$r_m \cdot i_e$
C
$i_o$
$r_e$
−
+
$r_o$
$r_b$
V de entrada
V de salida
B

Fig. 193

cuadripolo transistor en circuito
de emisor común (parámetros h)



$i_b$
B
$r_m \cdot i_b$
C
$i_o$
$r_b$
+
−
$r_o$
$r_e$
V de entrada
V de salida
E

Fig. 194

*Parámetro $h_{21b}$*

El circuito de salida está cortocircuitado en la fig. 191 y en el circuito de entrada se inyecta una corriente $i_1$. La relación $i_2/i_1$ determina el parámetro $h_{21b}$ o ganancia de corriente del transistor con base común, que vale:

$$h_{21b} = \frac{-(r_b + r_m)}{r_b + r_c}.$$

*Parámetro $h_{22b}$*

El circuito de entrada está abierto (fig. 192) y a los bornes de salida del cuadripolo hay aplicada una tensión $v_2$ (entre colector y base). La relación $i_2/v_2$ define el parámetro $h_{22b}$:

$$h_{22b} = \frac{1}{r_b + r_c}.$$

La matriz de los parámetros $h$ del cuadripolo del transistor, tal como se emplea en el circuito de base común, se presenta en la forma (fig. 193):

$$\left|\overline{h_b}\right| = \begin{bmatrix} \dfrac{r_b(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}{r_b + r_c} & \dfrac{r_b}{r_b + r_c} \\ \dfrac{-(r_b + r_m)}{r_b + r_c} & \dfrac{1}{r_b + r_c} \end{bmatrix}$$

Teniendo en cuenta que el término $1/r_b + r_c$ es común a todos los parámetros, se puede simplificar esta matriz, que queda:

$$\left|\overline{h_b}\right| = \frac{1}{r_b + r_c} \begin{bmatrix} \Delta & r_e \\ -(r_b + r_m) & 1 \end{bmatrix}$$

puesto que $r_b(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e = \Delta$.

*Circuito de emisor común* (figura 194)

Escribiremos ahora directamente la matriz correspondiente de los parámetros, definiendo así los diversos parámetros $h_{11e}$, $h_{12e}$, $h_{21e}$ y $h_{22e}$.

$$\left|\overline{h_e}\right| = \frac{1}{r_e + r_c - r_m} \begin{bmatrix} \Delta & r_e \\ r_m - r_e & 1 \end{bmatrix}$$

De esta matriz se puede deducir el valor de cada uno de los parámetros anteriormente enunciados.

Impedancia de entrada (salida en cortocircuito):

$$h_{11e} = \frac{r_b(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}{r_e + r_c - r_m}$$

Porcentaje de reacción interna (entrada abierta):

$$h_{12e} = \frac{r_e}{r_e + r_c - r_m}.$$

Ganancia de corriente (salida en cortocircuito):

$$h_{21e} = \frac{r_m - r_e}{r_e + r_c - r_m}.$$

Admitancia de salida (entrada abierta):

$$h_{22e} = \frac{1}{r_e + r_c - r_m}.$$

*Circuito de colector común* (figura 193)

La matriz de los parámetros híbridos del cuadripolo del transistor en circuito de colector común se presenta en la forma:

$$\left|\underline{\overline{h_c}}\right| = \frac{1}{r_e + r_c - r_m}\begin{bmatrix} \Delta & r_c - r_m \\ -r_c & 1 \end{bmatrix}.$$

En estas condiciones, los diversos parámetros *h* de este montaje son definidos de la forma siguiente:

Impedancia de entrada (salida cortocircuitada):

$$h_{11c} = \frac{r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e}{r_e + r_c - r_m}.$$

Porcentaje de reacción interna (entrada abierta):

$$h_{12c} = \frac{r_c - r_m}{r_e + r_c - r_m}.$$

Ganancia de corriente (salida en cortocircuito):

$$h_{21c} = \frac{-r_c}{r_e + r_c - r_m};$$

Admitancia de salida (entrada abierta):

$$h_{22c} = \frac{1}{r_e + r_c - r_m}.$$

*Cuadripolo "resistencia en serie"*

En las figuras 196, *a, b, c* y *d,* se han representado los esquemas correspondientes a cada uno de los parámetros $h_{11}$, $h_{12}$, $h_{21}$ y $h_{22}$: las ecuaciones dadas en cada figura demuestran que:

— la impedancia de entrada de tal cuadripolo, con los bornes de salida en cortocircuito, está dada por la relación $h_{11} = 0$;

— la reacción de tensión (entrada abierta) vale $h_{12} = 1$;

— la ganancia de corriente (salida en cortocircuito) está definida por $h_{21} = -1$;

— la admitancia de salida (entrada abierta) está dada por $h_{22} = \frac{1}{R}$.

cuadripolo transistor en circuito de colector común (parámetros h)

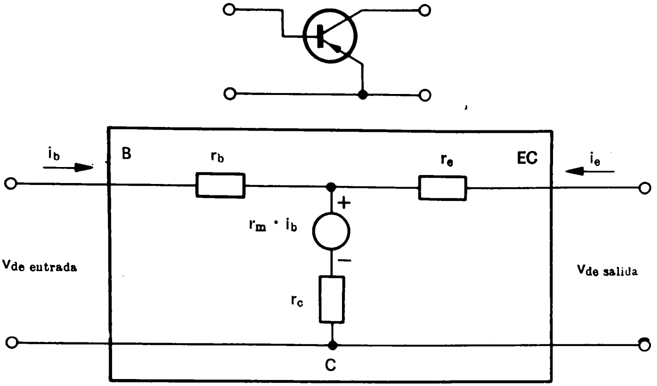
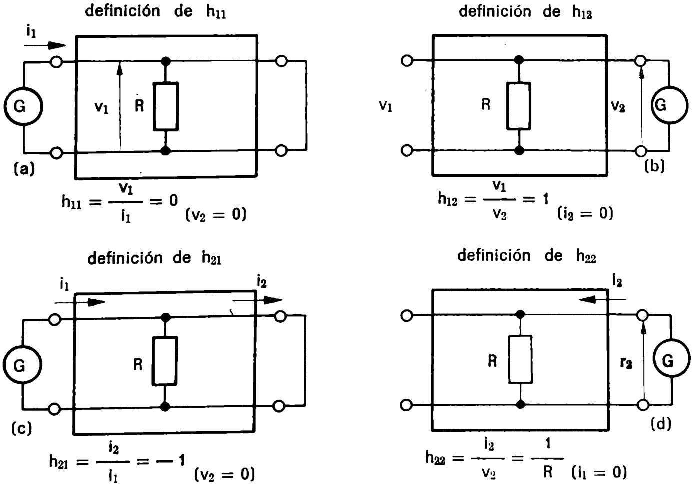

$i_b$
B
$r_b$
$r_e$
EC
$i_e$
+
$r_m \cdot i_b$
−
V de eutrada
V de salida
$r_c$
C

Fig. 195

cuadripolo «resistencia serie»


$i_1$
G
$v_1$
R
(a)
$v_1$
R
$v_2$
G
(b)
$i_1$
$i_2$
G
R
(c)
$i_2$
R
$r_2$
G
(d)

definición de $h_{11}$

$$h_{11} = \frac{v_1}{i_1} = 0 \quad (v_2 = 0)$$

definición de $h_{12}$

$$h_{12} = \frac{v_1}{v_2} = 1 \quad (i_2 = 0)$$

definición de $h_{21}$

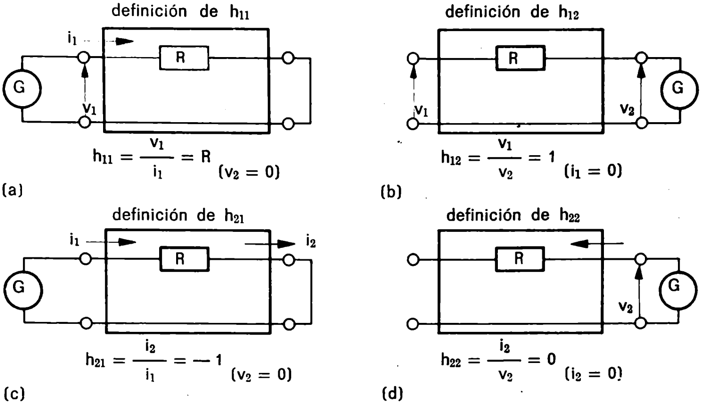
$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} = -1 \quad (v_2 = 0)$$

definición de $h_{22}$

$$h_{22} = \frac{i_2}{v_2} = \frac{1}{R} \quad (i_1 = 0)$$

Fig. 196

cuadripolo «resistencia paralelo»


definición de $h_{11}$
$i_1$
R
G
$v_1$
definición de $h_{12}$
R
$v_1$
$v_2$
G
definición de $h_{21}$
$i_1$
$i_2$
R
G
definición de $h_{22}$
R
G
$v_2$

(a) $h_{11} = \frac{v_1}{i_1} = R \quad (v_2 = 0)$

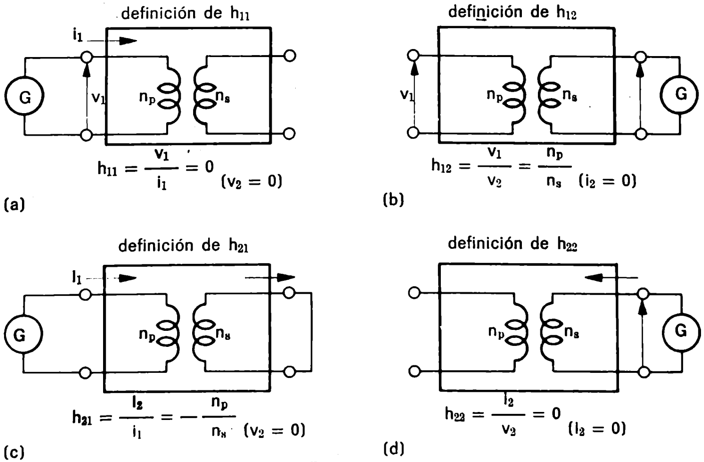
(b) $h_{12} = \frac{v_1}{v_2} = 1 \quad (i_1 = 0)$

(c) $h_{21} = \frac{i_2}{i_1} = -1 \quad (v_2 = 0)$

(d) $h_{22} = \frac{i_2}{v_2} = 0 \quad (i_2 = 0)$

Fig. 197

cuadripolo transformador


definición de $h_{11}$
$i_1$
G
$v_1$
$n_p$
$n_s$
definición de $h_{12}$
$v_1$
$n_p$
$n_s$
G
definición de $h_{21}$
$I_1$
G
$n_p$
$n_s$
definición de $h_{22}$
$n_p$
$n_s$
G

(a) $h_{11} = \frac{v_1}{i_1} = 0 \quad (v_2 = 0)$

(b) $h_{12} = \frac{v_1}{v_2} = \frac{n_p}{n_s} \quad (i_2 = 0)$

(c) $h_{21} = \frac{I_2}{i_1} = -\frac{n_p}{n_s} \quad (v_2 = 0)$

(d) $h_{22} = \frac{I_2}{v_2} = 0 \quad (I_2 = 0)$

Fig. 198

En estas condiciones, la matriz de los parámetros de este cuadripolo queda en la forma:

$$\underline{\overline{|h|}} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & \dfrac{1}{R} \end{bmatrix}.$$

*Cuadripolo "resistencia en paralelo"*

Las figuras 197, *a*, *b*, *c* y *d* simbolizan esquemáticamente los cuatro parámetros híbridos correspondientes a este cuadripolo; en consecuencia, la matriz de los parámetros está dada por la relación:

$$\underline{\overline{|h|}} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Partiendo de esta ecuación resulta cómodo definir cada parámetro del cuadripolo "resistencia en paralelo".

*Cuadripolo "transformador"*

En las figuras 198, *a*, *b*, *c* y *d*, hemos calculado el valor de los parámetros $h_{11}$, $h_{12}$, $h_{21}$ y $h_{22}$, en función de la relación de transformación definida prácticamente por la razón $n_p/n_s$, en la cual $n_p$ representa el número de espiras del primario y $n_s$ el del secundario.

La matriz de los parámetros híbridos del cuadripolo transformador se presenta en la forma:

$$\underline{\overline{|h|}} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dfrac{n_p}{n_s} \\ -\dfrac{n_p}{n_s} & 0 \end{bmatrix}.$$

La impedancia de entrada (salida en cortocircuito) y la admitancia de salida (entrada abierta) de un transformador perfecto son nulas: en cuanto a los coeficientes de transferencia directa de corriente (salida en cortocircuito) y de transferencia inversa de tensión (entrada abierta) están definidos por la relación de transformación, $n = n_p/n_s$.

### PARAMETROS *g*

Existe una cuarta posibilidad de formación de cuadripolos: la que consiste en considerar el circuito de entrada como asociación de dos corrientes en paralelo (admitancia propia del circuito y generador de corriente que representa la energía reinyectada), mientras que el circuito de salida comprende dos tensiones en serie (impedancia propia de este circuito y generador de tensión que representa el efecto de transmisión de energía en sentido directo, en el interior del cuadripolo). En estas condiciones, definiremos los parámetros *g*.

La matriz de los parámetros *g* se presenta en la forma (fig. 199):

$$\underline{\overline{|g|}} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}.$$

En esta matriz,

- $g_{11}$ representa la admitancia de entrada del cuadripolo, con los bornes de salida abiertos;
- $g_{12}$ es el coeficiente de transferencia inversa de corriente, con los bornes de entrada en cortocircuito;
- $g_{21}$ es el coeficiente de transferencia directa de tensión con la salida abierta, que corresponde prácticamente a la ganancia de tensión del cuadripolo;
- $g_{22}$ es la impedancia de salida de este cuadripolo, con la entrada en cortocircuito.

En la práctica no se utiliza nunca esta posibilidad en la asociación de transistores y de circuitos que hemos definido antes, por lo que no es necesario desarrollar esta clase de parámetros.

## 2.2. Elección y empleo de los parámetros

Disponiendo ahora de tres tipos de parámetros diferentes, veamos en qué caso se puede emplear una clase definida de parámetros y no otras.

*Parámetros z o r*

Si un montaje está constituido por un conjunto de dos circuitos (por ejemplo, un transistor que tenga en serie con el electrodo común una resistencia *R*) (figura 200), se puede representar por un conjunto de dos cuadripolos:

- el cuadripolo del transistor, que se puede definir a elección por los parámetros *z*, *y* o *h*;
- el cuadripolo "resistencia en serie", para el que se pueden enunciar parámetros *z* o *h*.

Consideradas las condiciones de conexión de los dos cuadripolos, con los circuitos de entrada y salida, respectivamente, en serie, podemos emplear los parámetros *z*.

En circuito de emisor común, los parámetros *z* del transistor están definidos por la relación:

$$\left|\overline{Z_e}\right| = \begin{bmatrix} z_{11e} & z_{12e} \\ z_{21e} & z_{22e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_e + r_b & r_e \\ r_e - r_m & r_e + r_c - r_m \end{bmatrix}.$$

La matriz de los parámetros del cuadripolo "resistencia en serie", es de la forma:

$$\left|\overline{R}\right| = \begin{bmatrix} R & R \\ R & R \end{bmatrix}.$$

La suma término a término de estas dos matrices determina los parámetros del cuadripolo equivalente:

$$\left|\overline{Z_{eq.}}\right| = \left|\overline{Z_e}\right| + \left|\overline{R}\right| = \begin{bmatrix} r_e + r_b + R & r_e + R \\ r_e - r_m + R & r_e + r_c - r_m + R \end{bmatrix}.$$

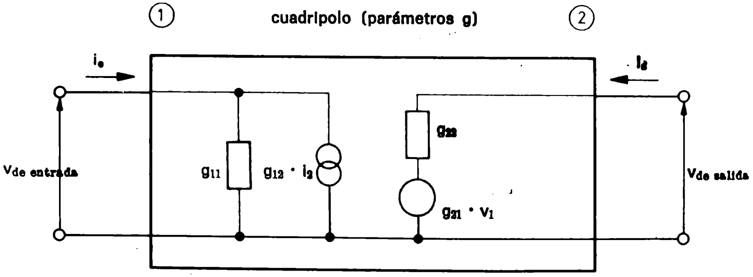
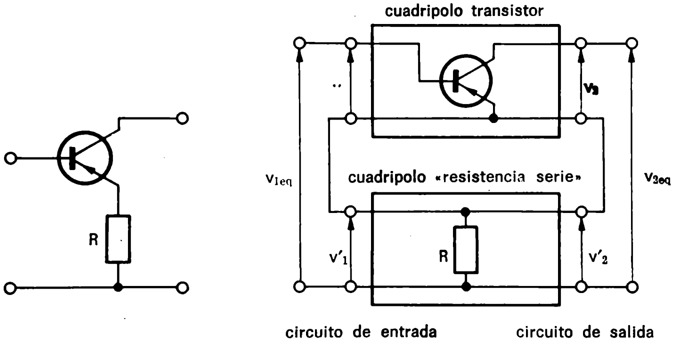

①
cuadripolo (parámetros g)
②
$i_e$
$i_s$
$V_{de\ entrada}$
$g_{11}$
$g_{12} \cdot i_2$
$g_{22}$
$g_{21} \cdot v_1$
$V_{de\ salida}$

Fig. 199

## utilización de los parámetros z


cuadripolo transistor
R
$v_2$
$v_{1eq}$
cuadripolo «resistencia serie»
$v_{2eq}$
$v'_1$
R
$v'_2$
circuito de entrada
circuito de salida

cuadripolo equivalente

suma de dos tensiones

$v_{1eq} = v_1 + v'_1$ y $v_{2eq} = v_2 + v'_2$

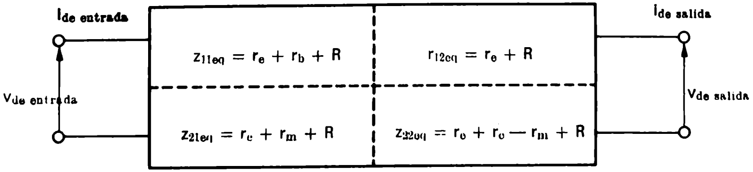

$i_{de\ entrada}$
$V_{de\ entrada}$
$z_{11eq} = r_e + r_b + R$
$r_{12eq} = r_e + R$
$z_{21eq} = r_e + r_m + R$
$z_{22eq} = r_b + r_c - r_m + R$
$i_{de\ salida}$
$V_{de\ salida}$

Fig. 200

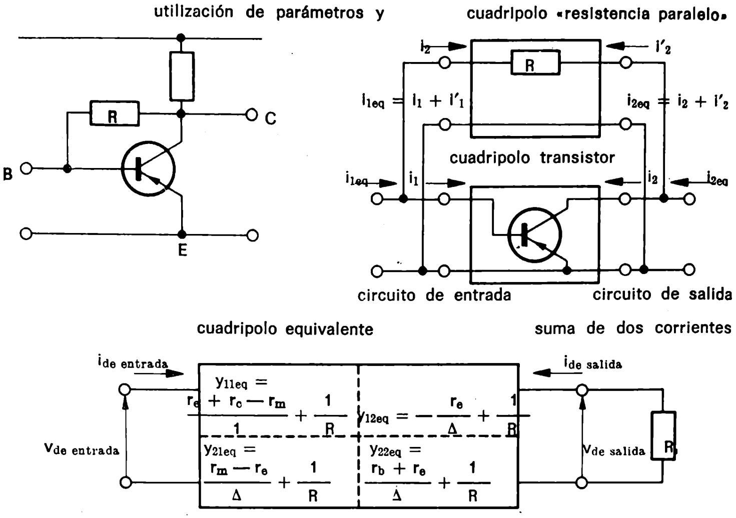

utilización de parámetros y
cuadripolo «resistencia paralelo»
R
B
C
E
$i_2$
$i'_2$
$i_{1eq} = i_1 + i'_1$
$i_{2eq} = i_2 + i'_2$
cuadripolo transistor
$i_{1eq}$
$i_1$
$i_2$
$i_{2eq}$
circuito de entrada
circuito de salida
cuadripolo equivalente
suma de dos corrientes
$i_{de\ entrada}$
$V_{de\ entrada}$
$y_{11eq} = \frac{r_e + r_o - r_m}{1} + \frac{1}{R}$
$y_{12eq} = -\frac{r_e}{\Delta} + \frac{1}{R}$
$y_{21eq} = \frac{r_m - r_e}{\Delta} + \frac{1}{R}$
$y_{22eq} = \frac{r_b + r_e}{\Delta} + \frac{1}{R}$
$i_{de\ salida}$
$V_{de\ salida}$
R

Fig. 201

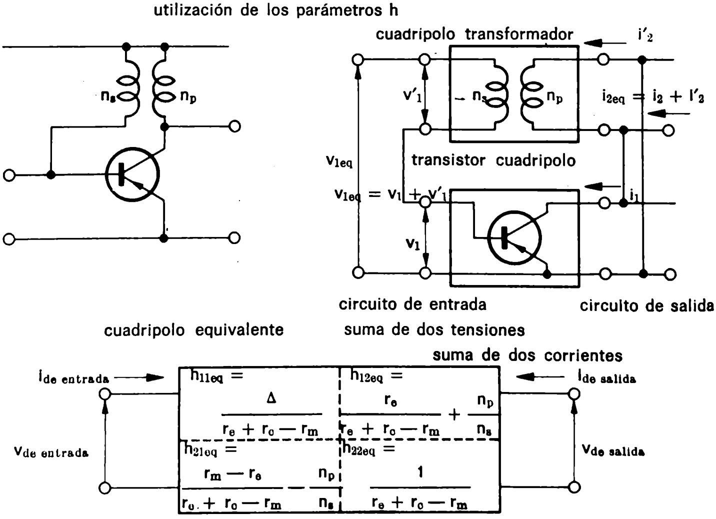

utilización de los parámetros h
$n_s$
$n_p$
cuadripolo transformador
$i'_2$
$V'_1$
$-n_s$
$n_p$
$i_{2eq} = i_2 + i'_2$
$V_{1eq}$
transistor cuadripolo
$V_{1eq} = V_1 + V'_1$
$i_1$
$V_1$
circuito de entrada
circuito de salida
cuadripolo equivalente
suma de dos tensiones
suma de dos corrientes
$i_{de\ entrada}$
$V_{de\ entrada}$
$h_{11eq} = \frac{\Delta}{r_e + r_o - r_m}$
$h_{12eq} = \frac{r_e}{r_e + r_o - r_m} + \frac{n_p}{n_s}$
$h_{21eq} = \frac{r_m - r_e}{r_o + r_o - r_m} - \frac{n_p}{n_s}$
$h_{22eq} = \frac{1}{r_e + r_o - r_m}$
$i_{de\ salida}$
$V_{de\ salida}$

Fig. 202

*Parámetros y*

Supongamos otro tipo de montaje en el que esté conectada una resistencia $R$ entre colector y base de un transistor, en circuito de emisor común (fig. 201); este montaje se descompone en dos cuadripolos:

- el cuadripolo del transistor, definido igual que antes por los parámetros $z$, $y$ o $h$.
- el cuadripolo "resistencia en paralelo", determinado únicamente por los parámetros $y$ o $h$.

Estos dos cuadripolos están conectados con las entradas y salidas respectivamente en paralelo; en estas condiciones solamente son utilizables los parámetros $y$.

La matriz de los parámetros del cuadripolo del transistor está dada por la ecuación:

$$\left|\overline{\underline{y_e}}\right| = \begin{bmatrix} y_{11e} & y_{12e} \\ y_{21e} & y_{22e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{r_e + r_c - r_m}{\Delta} & \dfrac{-r_e}{\Delta} \\ \dfrac{r_m - r_e}{\Delta} & \dfrac{r_b + r_e}{\Delta} \end{bmatrix}$$

sabiendo que: $\Delta = r_b\,(r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e$.

La matriz de los parámetros del cuadripolo "resistencia paralelo" es de la forma:

$$\left|\overline{\underline{y}}\right| = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{R} & -\dfrac{1}{R} \\ -\dfrac{1}{R} & \dfrac{1}{R} \end{bmatrix}.$$

La suma término a término de las dos matrices anteriores define los parámetros del cuadripolo equivalente:

$$\left|\overline{\underline{y_{eq.}}}\right| = \left|\overline{\underline{y_e}}\right| + \left|\overline{\underline{y}}\right| = \begin{bmatrix} \dfrac{r_e + r_c - r_m}{\Delta} + \dfrac{1}{R} & \dfrac{-r_e}{\Delta} - \dfrac{1}{R} \\ \dfrac{r_m - r_e}{\Delta} - \dfrac{1}{R} & \dfrac{r_b + r_e}{\Delta} + \dfrac{1}{R} \end{bmatrix}.$$

*Parámetros h*

En el circuito de colector de un transistor con emisor común, hemos colocado el primario de un transformador; el secundario está conectado en serie en el circuito de base (fig. 202).

El montaje así formado se divide en dos cuadripolos:

- el cuadripolo del transistor, definido por los parámetros $z$, $y$ o $h$;
- el cuadripolo del transformador, determinado exclusivamente por los parámetros $h$.

Dadas las condiciones de conexión de estos dos circuitos (entradas en serie y salidas en paralelo), sólo se utilizarán los parámetros correspondientes del cuadripolo equivalente.

La matriz de los parámetros $h$ del transistor está dada por:

$$\boxed{h_e} = \begin{bmatrix} \dfrac{\Delta}{r_e + r_c - r_m} & \dfrac{r_e}{r_e + r_c - r_m} \\ \dfrac{r_m - r_e}{r_e + r_c - r_m} & \dfrac{1}{r_e + r_c - r_m} \end{bmatrix}.$$

La matriz del cuadripolo del transformador está dada por la relación:

$$\boxed{h} = \begin{bmatrix} 0 & \dfrac{n_p}{n_s} \\ -\dfrac{n_p}{n_s} & 0 \end{bmatrix}.$$

La matriz del cuadripolo equivalente se obtiene haciendo la suma término a término de las dos matrices anteriores:

$$\boxed{h_{eq.}} = \boxed{h_e} + \boxed{h} = \begin{bmatrix} \dfrac{\Delta}{r_c + r_c - r_m} & \dfrac{r_e}{r_e + r_c - r_m} + \dfrac{n_p}{n_s} \\ \dfrac{r_m - r_e}{r_e + r_c - r_m} - \dfrac{n_p}{n_s} & \dfrac{1}{r_e + r_c - r_m} \end{bmatrix}$$

en esta relación: $\Delta = r_b (r_e + r_c - r_m) + r_c \cdot r_e$.

*Empleo combinado de los diversos parámetros*

Sólo hemos considerado hasta ahora la asociación de dos cuadripolos, lo que no ofrecía particulares dificultades, ya que la elección de parámetros se había establecido en función de las conexiones de los circuitos de entrada y salida según las reglas siguientes:

— entrada y salidas respectivamente en serie: parámetros $z$;
— entradas y salidas respectivamente en paralelo: parámetros $y$;
— entradas en serie y salidas en paralelo: parámetros $h$.

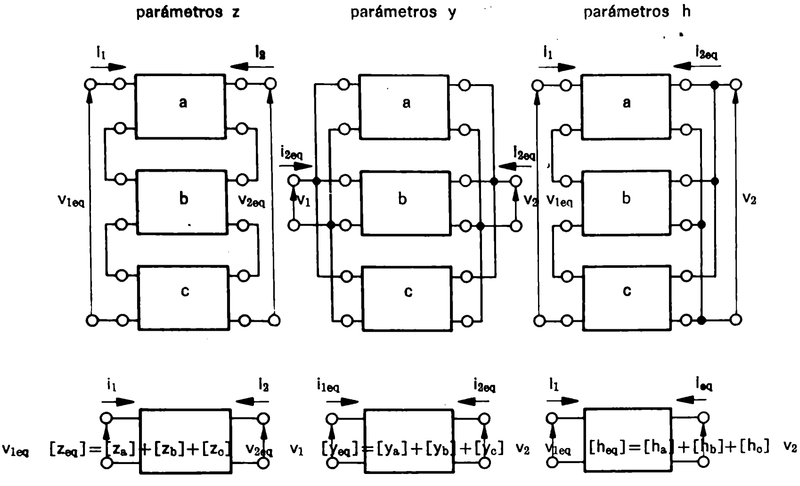
¿Qué ocurre si el montaje utilizado se descompone en tres cuadripolos?

Pueden presentarse dos casos:

— Las tres entradas, así como las salidas, están conectadas en la misma forma; la elección de parámetros se hará según las reglas indicadas anteriormente; por ejemplo, las tres entradas en serie y las tres salidas en paralelo: parámetros $h$ (figura 203, *c*); entradas y salidas en serie; parámetros $z$ (figura 203, *e*); entradas y salidas en paralelo: parámetros $y$ (figura 203, *b*).

— Las entradas y salidas de los tres cuadripolos no están conectadas en la misma forma; tomemos como ejemplo el montaje representado en la figura 204. Este montaje se descompone en tres circuitos:

— el cuadripolo del transistor (parámetros $z$, $y$ o $h$);
— un cuadripolo "resistencia en serie", que en tales condiciones de derivación sólo se puede determinar por los parámetros $z$;
— un cuadripolo "resistencia en paralelo", definible únicamente por los parámetros $y$.


parámetros z
parámetros y
parámetros h
a
b
c
$i_1$
$i_2$
$i_{2eq}$
$V_{1eq}$
$V_{2eq}$
$V_1$
$V_2$
$i_{1eq}$
$i_{eq}$
$[z_{eq}]=[z_a]+[z_b]+[z_c]$
$[y_{eq}]=[y_a]+[y_b]+[y_c]$
$[h_{eq}]=[h_a]+[h_b]+[h_c]$

(a) (b) (c)

Fig. 203

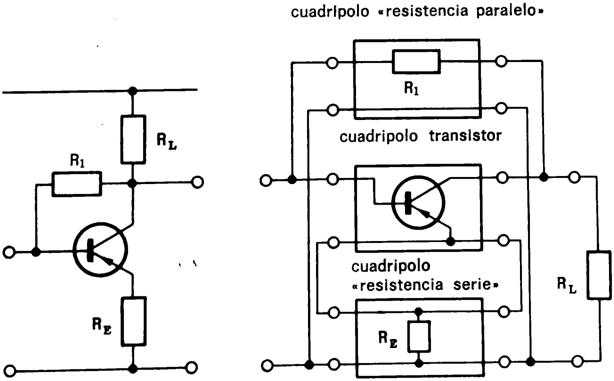
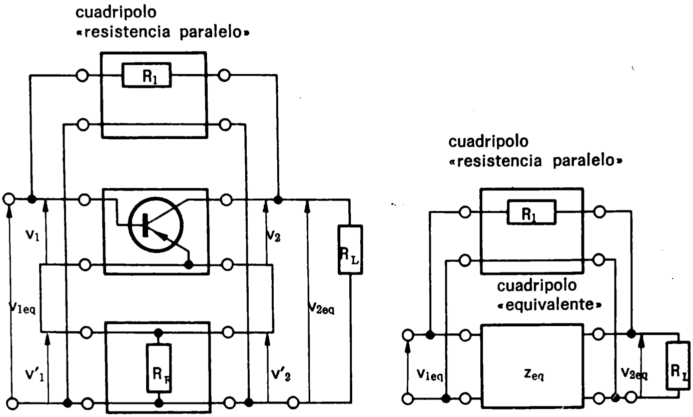
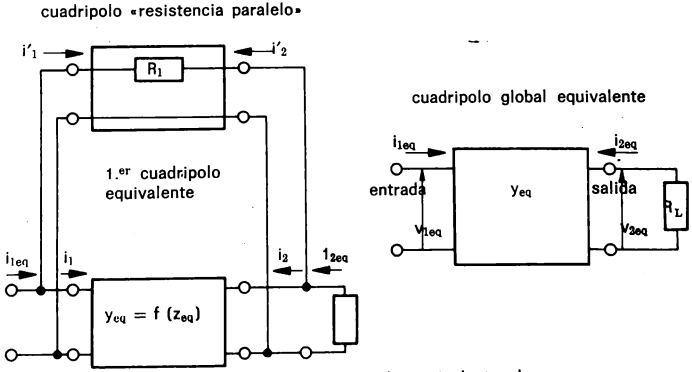

cuadripolo «resistencia paralelo»
$R_1$
cuadripolo transistor
cuadripolo «resistencia serie»
$R_E$
$R_L$

Fig. 204


cuadripolo
«resistencia paralelo»
R1
v1
V1eq
v'1
v2
V2eq
v'2
RL
RF
cuadripolo
«resistencia paralelo»
R1
cuadripolo
«equivalente»
zeq
V1eq
V2eq
RL

cálculo del cuadripolo equivalente a los cuadripolos transistor y «resistencia serie» con ayuda de los parámetros z

Fig. 205


cuadripolo «resistencia paralelo»
i'1
i'2
R1
1.er cuadripolo
equivalente
i1eq
i1
i2
i2eq
yeq = f (zeq)
cuadripolo global equivalente
i1eq
i2eq
entrada
yeq
salida
V1eq
V2eq
RL

cálculo del cuadripolo equivalente al primer cuadripolo equivalente (después de la transformación de los parámetros z correspondientes en parámetros y) y al cuadripolo «resistencia paralelo»

Fig. 206

En esta asociación de tres cuadripolos no se puede definir un parámetro común. En consecuencia, la única posibilidad consiste en definir los parámetros del cuadripolo equivalente a otros dos (por ejemplo, el transistor y el cuadripolo "resistencia en paralelo", para los que son utilizables los parámetros $z$ de cada uno de los circuitos); en estas condiciones se obtiene un cuadripolo equivalente a los dos anteriores, definido por una matriz de parámetros $z$. La nueva situación se representa en la figura 205. Hay que determinar ahora el cuadripolo equivalente a otros dos:

— el cuadripolo equivalente al transistor y al circuito "resistencia en serie", definido por una matriz de parámetros $z$;

— el cuadripolo "resistencia en paralelo", determinado por una matriz de parámetros $y$.

Con los medios de que hemos dispuesto hasta aquí, el problema parece insoluble, ya que no es posible unir dos matrices de parámetro si son de tipo diferente. Además, no se pueden definir parámetros $z$ para el cuadripolo "resistencia en paralelo"; la única solución es, pues, la transformación de la matriz de los parámetros $z$ del primer cuadripolo equivalente en otra de parámetros $y$. Dispondremos entonces de dos cuadripolos definidos por su matriz de parámetros $y$; el cálculo de la matriz de los parámetros $y$ del cuadripolo equivalente es muy sencillo, pues basta sumar término a término las dos matrices anteriores (fig. 206).

Este cálculo sólo es posible a condición de transformar la matriz de los parámetros $z$ del primer cuadripolo equivalente en una matriz de parámetros $y$; parece indispensable calcular las relaciones que existen entre los diversos parámetros de un cuadripolo.

El objeto de esta obra no es demostrar, sino dar el máximo de datos necesarios para establecer un proyecto de circuitos equipados con transistores; por tanto, sólo indicaremos las equivalencias entre las tres categorías de parámetros anteriormente definidas.

## PARAMETROS Z

### *Parámetros z en función de los parámetros y*

$$\boxed{z} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{y_{22}}{\Delta^y} & -\dfrac{y_{12}}{\Delta^y} \\ -\dfrac{y_{21}}{\Delta^y} & \dfrac{y_{11}}{\Delta^y} \end{bmatrix}$$

En esta ecuación $\Delta^y$ es igual a $y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}$, término que lleva el nombre de "determinante" y se define partiendo de los parámetros $y$, o sea:

$$\boxed{y} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$$

sustrayendo del producto del primer término ($y_{11}$) por el cuarto ($y_{22}$), el producto del segundo término ($y_{12}$) por el tercero ($y_{21}$). De forma idéntica será posible calcular los determinantes de las matrices de los parámetros $z$ y $h$.
$\Delta^z = z_{11} \cdot z_{22} - z_{12} \cdot z_{21}$ y $\Delta^h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$.

De la primera ecuación es muy fácil deducir el valor de los diferente parámetros $z$ en función de los $y$:

$$z_{11} = \frac{y_{22}}{\Delta^y} = \frac{y_{22}}{y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}}; \qquad z_{12} = -\frac{y_{12}}{\Delta^y} = -\frac{y_{12}}{y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}}$$

$$z_{21} = -\frac{y_{21}}{\Delta^y} = -\frac{y_{21}}{y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}}; \qquad z_{22} = \frac{y_{11}}{\Delta^y} = \frac{y_{11}}{y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}}$$

*Parámetros $z$ en función de los parámetros $h$*

$$\left| \boxed{z} \right| = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{\Delta^h}{h_{22}} & \dfrac{h_{12}}{h_{22}} \\ -\dfrac{h_{21}}{h_{22}} & \dfrac{1}{h_{22}} \end{bmatrix}$$

$\Delta^h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$.

PARAMETROS $y$

*Parámetros $y$ en función de los parámetros $z$*

$$\left| \boxed{y} \right| = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{z_{22}}{\Delta^z} & -\dfrac{z_{12}}{\Delta^z} \\ -\dfrac{z_{21}}{\Delta^z} & \dfrac{z_{11}}{\Delta^z} \end{bmatrix}$$

$\Delta^z = z_{11} \cdot z_{22} - z_{12} \cdot z_{21}$.

*Parámetros $y$ en función de los parámetros $h$*

$$\left| \boxed{y} \right| = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{h_{11}} & -\dfrac{h_{12}}{h_{11}} \\ \dfrac{h_{21}}{h_{11}} & \dfrac{\Delta^h}{h_{11}} \end{bmatrix}$$

$\Delta^h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$.

PARAMETROS $h$

*Parámetros $h$ en función de los parámetros $z$*

$$\left| \boxed{h} \right| = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{\Delta^z}{z_{22}} & \dfrac{z_{12}}{z_{22}} \\ -\dfrac{z_{21}}{z_{22}} & \dfrac{1}{z_{22}} \end{bmatrix}$$

$\Delta^z = z_{11} \cdot z_{22} - z_{12} \cdot z_{21}$.

*Parámetros $h$ en función de los parámetros $y$*

$$\left| \boxed{h} \right| = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{y_{11}} & -\dfrac{y_{12}}{y_{11}} \\ \dfrac{y_{21}}{y_{11}} & \dfrac{\Delta^y}{y_{11}} \end{bmatrix}$$

$\Delta^y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}$.

## parámetros z

$$\begin{array}{|c|c|} \hline \dfrac{\Delta h}{h_{22}} & \dfrac{h_{12}}{h_{22}} \\ \hline -\dfrac{h_{21}}{h_{22}} & \dfrac{1}{h_{22}} \\ \hline \end{array}$$

en función de los parámetros h

$$\begin{array}{|c|c|} \hline z_{11} & z_{12} \\ \hline z_{21} & z_{22} \\ \hline \end{array}$$

en función de los parámetros y

$$\begin{array}{|c|c|} \hline \dfrac{y_{22}}{\Delta y} & -\dfrac{y_{12}}{\Delta y} \\ \hline -\dfrac{y_{21}}{\Delta y} & \dfrac{y_{11}}{\Delta y} \\ \hline \end{array}$$

## parámetros y

$$\begin{array}{|c|c|} \hline \dfrac{1}{h_{11}} & -\dfrac{h_{12}}{h_{11}} \\ \hline \dfrac{h_{21}}{h_{11}} & \dfrac{\Delta h}{h_{11}} \\ \hline \end{array}$$

en función de h

$$\begin{array}{|c|c|} \hline y_{11} & y_{12} \\ \hline y_{21} & y_{22} \\ \hline \end{array}$$

en función de z

$$\begin{array}{|c|c|} \hline \dfrac{z_{22}}{\Delta z} & -\dfrac{z_{12}}{\Delta z} \\ \hline -\dfrac{z_{21}}{\Delta z} & \dfrac{z_{11}}{\Delta z} \\ \hline \end{array}$$

## parámetros h

$$\begin{array}{|c|c|} \hline \dfrac{1}{y_{11}} & -\dfrac{y_{12}}{y_{11}} \\ \hline \dfrac{y_{21}}{y_{11}} & \dfrac{\Delta y}{y_{11}} \\ \hline \end{array}$$

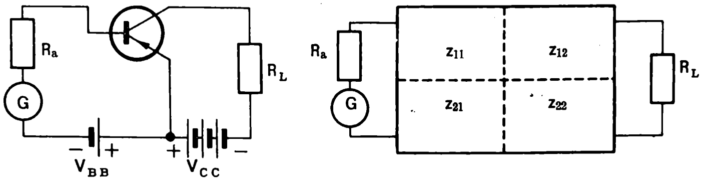
en función de y

$$\begin{array}{|c|c|} \hline h_{11} & h_{12} \\ \hline h_{21} & h_{22} \\ \hline \end{array}$$

en función de z

$$\begin{array}{|c|c|} \hline \dfrac{\Delta z}{z_{22}} & \dfrac{z_{12}}{z_{22}} \\ \hline -\dfrac{z_{21}}{z_{22}} & \dfrac{1}{z_{22}} \\ \hline \end{array}$$

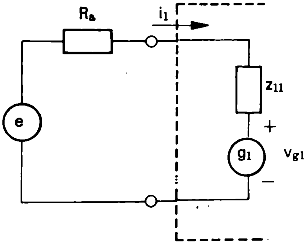
influencia de las resistencias de carga y de ataque en los parámetros del cuadripolo transistor (parámetros z)



$R_a$
G
−
+
$V_{BB}$
+
$V_{CC}$
−
$R_L$
$R_a$
G
$z_{11}$
$z_{12}$
$z_{21}$
$z_{22}$
$R_L$

Fig. 207

circuito de entrada

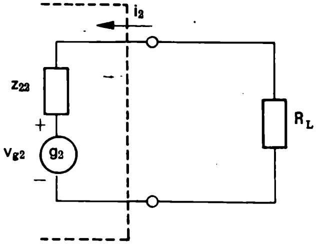


$R_a$
$i_1$
e
$z_{11}$
+
$g_1$
$V_{g1}$
−

$e = R_a \cdot i_1 + z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2$

Fig. 208

circuito de salida



$i_2$
$z_{22}$
+
$V_{g2}$
$g_2$
−
$R_L$

$R_L \cdot i_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2$

Fig. 209

Si del estudio de un paso resulta una asociación de $n$ cuadripolos —estando el cuadripolo equivalente definido por una matriz de parámetros $z_{eq}$, por ejemplo— la matriz así determinada no tiene en cuenta elementos que no son comunes a los circuitos de entrada y salida (circuitos de reacción); estos elementos son la resistencia de carga y la excitación.

El cuadripolo representado en la figura 207 está excitado por un generador de tensión "$e$", de resistencia interna $R_a$; el circuito de salida está cargado por una resistencia $R_L$.

La ecuación del circuito de entrada se presenta ahora en la forma (figura 208):

$$e = R_a \cdot i_1 + z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2$$

o también:

$$e = (R_a + z_{11})\, i_1 + z_{12} \cdot i_2.$$

La ecuación del circuito de salida está dada por la relación (fig. 209):

$$-R_L \cdot i_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2$$

o bien:

$$0 = z_{21} \cdot i_1 + (z_{22} + R_L)\, i_2$$

De las dos nuevas ecuaciones del cuadripolo:

$$e = (R_a + z_{11})\, i_1 + z_{12} \cdot i_2.$$

y:

$$0 = z_{21} \cdot i_1 + (z_{22} + R_L)\, i_2$$

es posible deducir los valores de $i_1$ e $i_2$ y calcular así $v_1$ y $v_2$.

$$i_1 = \frac{e}{z_{11} + R_a - z_{12} \cdot z_{21}/(z_{22} + R_L)}$$

$$i_2 = -\frac{z_{21}}{z_{22} + R_L}\, i_1 = \frac{-z_{21}}{(z_{11} + R_a)(z_{22} + R_L) - z_{12} \cdot z_{21}}\, e.$$

Dividiendo el numerador y el denominador de esta última ecuación por $(z_{22} + R_L)$, se obtiene:

$$i_2 = -e\, \frac{z_{21}/(z_{22} + R_L)}{z_{11} + R_a - z_{12} \cdot z_{21}/(z_{22} + R_L)}$$

Cálculo de $v_1$:

$$v_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2 = \left(z_{11} - \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{z_{22} + R_L}\right)\left(\frac{e}{z_{11} + R_a - z_{12} \cdot z_{21}/(z_{22} + R_L)}\right)$$

Cálculo de $v_2$:

$$v_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22}\left(-\frac{z_{21}}{z_{22} + R_L}\right) i_1$$

ya que, según las dos primeras ecuaciones:

$$i_2 = -\frac{z_{21}}{z_{22} + R_L}\, i_1.$$

En estas condiciones:

$$v_2 = z_{21} \cdot R_L \cdot i_1 = \frac{z_{21} \cdot R_L \cdot e}{z_{11} + R_a - z_{12} \cdot z_{21}/(z_{22} + R_L)}.$$

Conociendo los cuatro factores $i_1$, $i_2$, $v_1$ y $v_2$ en función de los parámetros $z$ del cuadripolo y de las resistencias de ataque y excitación, es muy interesante estudiar ciertas relaciones que ilustrarán el comportamiento real del cuadripolo equivalente al montaje considerado (fig. 210).

### 2.3. Ganancia de corriente

La relación $i_2/i_1$ define la ganancia de corriente del montaje:

$$G_c = \frac{i_2}{i_1} = -\frac{z_{21}}{z_{22} + R_L}.$$

### 2.4. Ganancia de tensión

La relación $v_2/v_1$ determina la ganancia de tensión del montaje:

$$G_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{z_{21} \cdot R_L}{z_{11} \cdot z_{22} - z_{12} \cdot z_{21} + z_{11} \cdot R_L}.$$

### 2.5. Ganancia de potencia

La ganancia de potencia está dada por la relación que existe entre la potencia disponible en los bornes de salida (extremos de $R_L$) y la suministrada por el generador al circuito de entrada; esta relación es también igual al producto de la ganancia de corriente por la de tensión:

$$G_p = G_c \cdot G_v.$$

### 2.6. Impedancia de entrada

La impedancia de entrada está dada por la relación existente entre la tensión en bornes del circuito de entrada ($v_1$) y la corriente que circula por este circuito ($i_1$):

$$Z_e = \frac{v_1}{i_1} = z_{11} - \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{z_{22} + R_L}.$$

### 2.7. Impedancia de salida

La impedancia de salida de un cuadripolo es más delicada de determinar: hay que considerar el circuito de salida como un generador de fuerza electromotriz $v_2$ y resistencia interna $Z_s$. Esta impedancia se define, en consecuencia, por la relación entre la tensión de salida en vacío ($R_L = \infty$) y la corriente en cortocircuito (para $R_L = 0$).

$$Z_s = \frac{V_2 (R_L = \infty)}{i_2 (R_L = 0)} = z_{22} - \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{z_{11} + R_a}.$$

Se podrían calcular estos mismos elementos partiendo de los parámetros $y$ o $h$ del cuadripolo; dejaremos al lector la tarea de hacer estos cálculos para las otras dos clases de parámetros, siendo los métodos que se han de utilizar idénticos a los que usados para los parámetros $z$.

influencia de las resistencias de carga y de ataque en los parámetros del cuadripolo transistor (parámetros z)

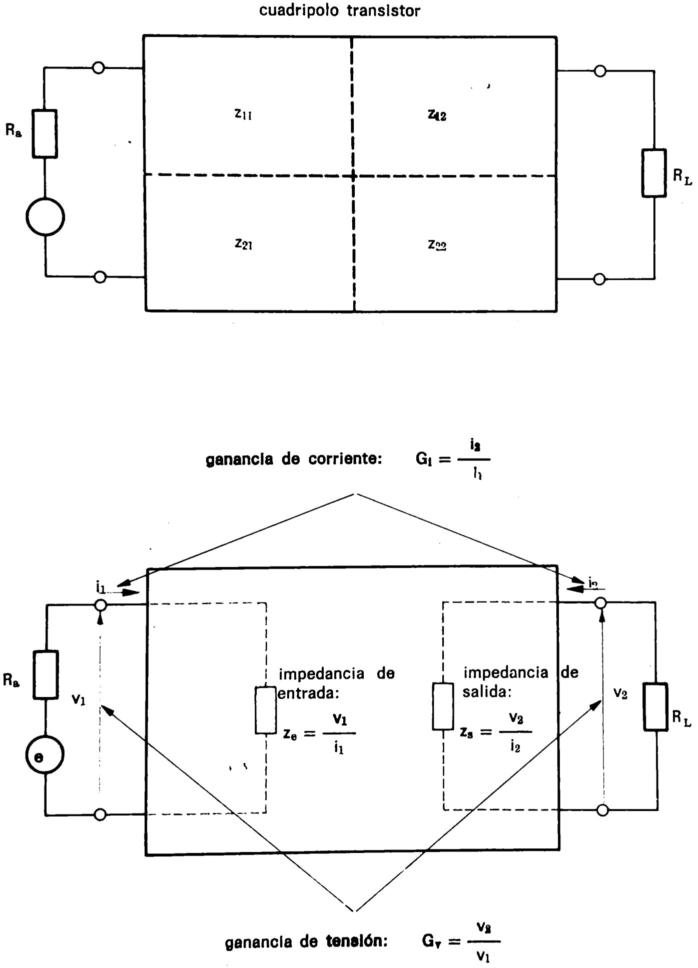

cuadripolo transistor
$z_{11}$
$z_{12}$
$z_{21}$
$z_{22}$
$R_a$
$R_L$
ganancia de corriente: $G_i = \frac{i_2}{i_1}$
$i_1$
$i_2$
$R_a$
$v_1$
e
impedancia de entrada: $Z_e = \frac{v_1}{i_1}$
impedancia de salida: $Z_s = \frac{v_2}{i_2}$
$v_2$
$R_L$
ganancia de tensión: $G_v = \frac{v_2}{v_1}$

Fig. 210

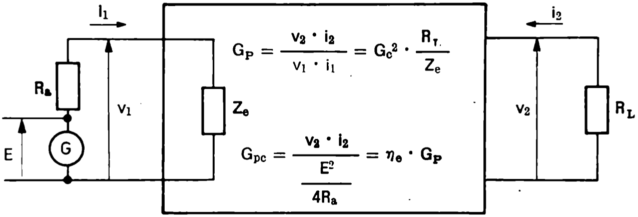

$i_1$
$i_2$
$R_a$
$v_1$
E
G
$Z_e$
$v_2$
$R_L$
$G_P = \frac{v_2 \cdot i_2}{v_1 \cdot i_1} = G_c^2 \cdot \frac{R_L}{Z_e}$
$G_{pc} = \frac{v_2 \cdot i_2}{\frac{E^2}{4R_a}} = \eta_e \cdot G_P$

Fig. 211

*Parámetros y*

Ganancia de corriente:

$$G_c = \frac{y_{21} \cdot y_L}{\Delta^y + y_{11} \cdot y_L}$$

$$\Delta^y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}.$$

Ganancia de tensión:

$$G_v = -\frac{y_{21}}{y_{22} + y_L}$$

Impedancia de entrada:

$$Z_e = \frac{y_{22} + y_L}{\Delta^y + y_{11} \cdot y_L}$$

Impedancia de salida:

$$Z_s = \frac{y_{11} + y_a}{\Delta^y + y_{22} \cdot y_a}$$

siendo $y_L = \frac{1}{R_L}$ e $y_a = \frac{1}{R_a}$.

*Parámetros h*

Ganancia de corriente:

$$G_c = -\frac{h_{21} \cdot y_L}{h_{22} + y_L}$$

Ganancia de tensión:

$$G_v = -\frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + \Delta^h \cdot R_L}$$

siendo $\Delta^h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$.

Impedancia de entrada:

$$Z_e = \frac{\Delta^h + h_{11} \cdot y_L}{h_{22} + y_L}$$

Impedancia de salida:

$$Z_s = \frac{h_{11} + R_a}{\Delta^h + h_{22} \cdot R_a}$$

siendo $y_L = \frac{1}{R_L}$.

La definición cuantitativa de la ganancia de potencia se ha omitido intencionadamente, pudiendo hacerse su cálculo muy sencillo partiendo de las ganancias de corriente y tensión, e incluso únicamente en función de la ganancia de corriente y del valor de las resistencias de entrada y de carga del paso considerado (figura 211):

$$G_p = G_c \cdot G_v = G_c^2 \cdot \frac{R_L}{Z_e}.$$

Hay sin embargo un valor particular de la ganancia de potencia: este último no representa ya la relación existente entre la potencia de salida y la suministrada a la entrada de este paso, sino la relación entre la potencia disponible a la salida y la máxima que puede dar el generador que excita el paso considerado. Definimos esta relación mediante el término "ganancia compuesta de potencia" ($G_{pc}$).

$$G_{pc} = \frac{\text{Potencia disponible a la salida}}{\text{Potencia máxima que puede dar el generador}}.$$

Si $R_a$ representa la resistencia interna de este generador y $E$ es la tensión en vacío (o fuerza electromotriz) correspondiente, la potencia máxima dada por el generador está dada por la relación $P_{\max} = E^2/4\,R_a$.

En estas condiciones es fácil deducir que:

$$G_{pc} = \frac{4\,R_a \cdot Z_s}{(R_a + Z_e)^2} \cdot G_p.$$

El primer término del segundo miembro de esta ecuación se define a menudo como el rendimiento de adaptación en la entrada de un cuadripolo ($\eta_e$); por tanto:

$$G_{pc} = \eta_e \cdot G_p.$$

La expresión de la ganancia compuesta de potencia en función de los parámetros $h$ del cuadripolo y de los elementos $R_a$ y $R_L$ se puede determinar por cálculo: discutiremos únicamente el resultado final:

$$G_{pc} = \frac{4\,h^2_{21}}{\left(h_{22}\sqrt{R_a \cdot R_L} + \dfrac{h_{11}}{\sqrt{R_a \cdot R_L}}\right) + \sqrt{\dfrac{R_a}{R_L}} + \sqrt{\dfrac{R_a}{R_L}} \cdot h_{11} \cdot h_{22}\left(1 - \dfrac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{11} \cdot h_{22}}\right)}$$

En esta relación obtenemos un primer máximo de $G_{pc}$ cuando:

$$h_{22}\sqrt{R_a \cdot R_L} = \frac{h_{11}}{\sqrt{R_a \cdot R_L}}$$

lo que corresponde a un valor de $R_a$:

$$R_a = h_{11}\sqrt{1 - h_{12}\frac{h_{21}}{h_{11} \cdot h_{22}}}$$

El segundo máximo de $G_{pc}$ se obtiene cuando:

$$\sqrt{\frac{R_a}{R_L}} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} \cdot h_{11} \cdot h_{22}\left(1 - h_{12}\frac{h_{21}}{h_{11} \cdot h_{22}}\right),$$

lo que corresponde a un valor de $R_L$:

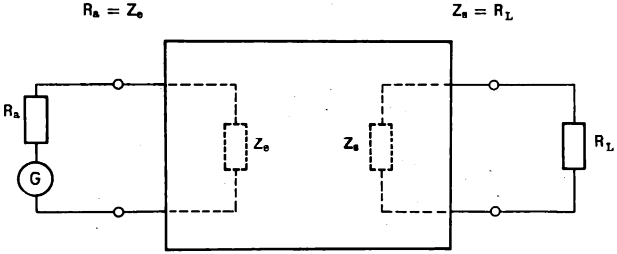
$$R_L = \frac{1}{h_{22}\sqrt{1 - h_{12}\dfrac{h_{21}}{h_{11} \cdot h_{22}}}}.$$

Si estos dos valores de $R_a$ y $R_L$ existen simultáneamente en un circuito, la ganancia compuesta de potencia alcanza entonces su valor máximo y se define, en estas condiciones, por la relación (fig. 212):

$$G_{pc\ max.} = \frac{h^2_{21}}{h_{11} \cdot h_{22}\left(1 + \sqrt{1 - h_{12}\dfrac{h_{21}}{h_{11} \cdot h_{22}}}\right)^2}.$$

Estos valores de $R_a$ y $R_L$, que corresponden a la adaptación perfecta del cuadripolo, definen *las impedancias reflejadas* de éste. Se observa, además, la importancia del término $h_{12}$; si este último es despreciable, cosa muy frecuente en la práctica, los resultados se hacen más sencillos.

ganancia compuesta de potencia máxima
(impedancias reflejadas)


$R_a = Z_e$
$Z_s = R_L$
$R_a$
G
$Z_e$
$Z_s$
$R_L$

$$G_{pc\ max} = \frac{h_{21}^2}{h_{11} \cdot h_{22} \left(1 + 1 - h_{12} \frac{h_{21}}{h_{11} \cdot h_{22}}\right)^2}$$

Fig. 212

**pérdidas debidas a las desadaptaciones de los circuitos de entrada y salida**

$$K_e = \left(\frac{2R_a\sqrt{h_{11}/R_a}}{h_{11} + R_a}\right)^2 \qquad K_s = \left(\frac{2Y_T\sqrt{h_{22}/Y_T}}{h_{22} + Y_L}\right)^2$$

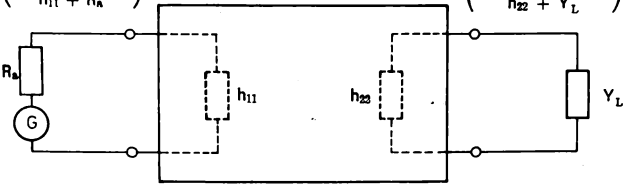


Fig. 213a

pérdidas de inserción en los circuitos de entrada y salida

$$k_e = \left(1 - \frac{R_a \cdot h_{11}}{R_a + h_{11} + R_1}\right)^2 \qquad k_s = \left(1 - \frac{R_L}{R_L + R_2 + h_{22} \cdot R_L \cdot R_2}\right)^2$$

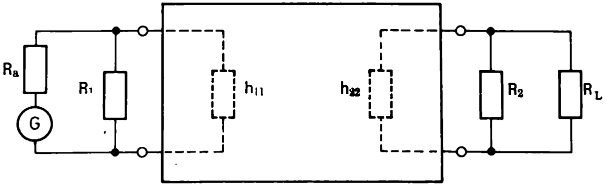


Fig. 213b

En el caso mucho más frecuente en que la resistencia de ataque sea diferente de la impedancia de entrada, y la resistencia de carga lo sea de la impedancia de salida, hay que hacer intervenir en la expresión de la ganancia de potencia las pérdidas debidas a las desadaptaciones de entrada y salida.

Representemos estas últimas, respectivamente, por $K_e$ y $K_s$; la ecuación de la ganancia de potencia correspondiente a la situación representada en la figura 213, *a*, queda en la forma:

$$G_p = G_{pc\,\text{max.}} \cdot K_e \cdot K_s \quad \text{donde} \quad G_{pc\,\text{max.}} = \frac{h_{21}}{4\,h_{11} \cdot h_{22}}.$$

En esta relación, $G_{pc}$ define la ganancia compuesta de potencia del paso considerado; $K_e$, los porcentajes de pérdida por desadaptación del circuito de entrada, y $K_s$, los porcentajes de pérdidas por desadaptación del circuito de salida. $K_s$ y $K_e$ se pueden calcular en función de $h_{11}$, $R_a$ y $h_{22}$ e $y_L$ (sabiendo que $y_L = 1/R_L$).

$$K_e = \left(\frac{2\,R_a \sqrt{h_{11}/R_a}}{h_{11} + R_a}\right)^2 \quad \text{y} \quad K_s = \left(\frac{2\,Y_L \sqrt{h_{22}/y_L}}{h_{22} + y_L}\right)^2.$$

Es interesante observar que $K_e$ y $K_s$ son respectivamente iguales a la unidad cuando $h_{11} = R_a$ y $h_{22} = y_L$; estos valores particulares de $h_{11}$ y $h_{22}$ corresponden a las condiciones particulares enunciadas en la definición de la ganancia compuesta de potencia máxima.

A estas pérdidas, que ilustran las desadaptaciones de los circuitos de entrada y salida, hay que añadir las pérdidas provocadas por la inserción en el circuito de elementos cuyo papel es sólo estático (circuitos de polarización o estabilización en continua, por ejemplo), pero cuyo comportamiento no es siempre despreciable en régimen dinámico. Representemos estas pérdidas por $k_e$ (pérdidas por inserción en el circuito de entrada) y por $k_s$ (pérdidas por inserción en el circuito de salida).

En el esquema equivalente, representado en la figura 213, *b*, las pérdidas por inserción están representadas por $R_1$ en el circuito de entrada y por $R_2$ en el de salida. Calculemos ahora los términos $k_e$ y $k_s$ en función de los elementos existentes en el circuito:

$$k_e = \left(1 - \frac{R_a \cdot h_{11}}{R_a + h_{11} + R_1}\right)^2 \quad \text{y} \quad k_s = \left(1 - \frac{R_L}{R_L + R_2 + h_{22} \cdot R_L \cdot R_2}\right)^2.$$

La ganancia de potencia real del cuadripolo neutralizado (lo que corresponde a un valor nulo del término $h_{12}$), se define en estas condiciones por:

$$G_{pc} = G_{pc\,\text{max.}} \cdot K_e \cdot K_s \cdot k_e \cdot k_s.$$

$K_e$ y $K_s$ representan las pérdidas por adaptación de los circuitos de entrada y de salida; $k_s$ y $k_e$, las pérdidas por inserción de los mismos circuitos.

En las páginas anteriores hemos definido unas condiciones óptimas de funcionamiento correspondientes a un valor máximo de ganancia de potencia del paso considerado. Tales condiciones implican la elección de valores particulares para la resistencia de excitación, así como para la de carga; cuando la resistencia de excitación es igual a la de entrada y la resistencia de carga igual a la de salida, el cuadripolo del transistor es excitado y cargado por sus *impedancias reflejadas.*

En régimen de audiofrecuencia se sitúa raramente el amplificador en tales condiciones de funcionamiento (el estudio de los sistemas de unión nos permitirá profundizar mejor en este problema); además, para simplificar las explicaciones hemos supuesto un cuadripolo neutralizado (lo que supone un porcentaje de reacción interna despreciable), caso muy frecuente en la práctica. Esta última conclusión merece un desarrollo particular.

En efecto, en una cadena de amplificación de audiofrecuencia, el transistor suele estar cargado mediante el circuito de entrada del paso que sucede al considerado (caso de enlace por circuito *RC*). Entonces el paso se encuentra en el caso de un régimen de conexión *iterativa.*

## *Conexión iterativa*

En la figura 214, el cuadripolo 1 está cargado por la impedancia de entrada del cuadripolo 2. Si la impedancia de entrada de este último es igual a la del primero, el paso considerado se sitúa entonces en un régimen de conexión iterativa.

La ganancia de potencia de un cuadripolo se puede expresar en función de la ganancia de corriente (elevada al cuadrado) y de una razón cuyo numerador es la impedancia de carga dinámica y el denominador, la impedancia de entrada, o sea:

$$G_P = h^2_{21e} \cdot \frac{Z_L}{h_{11e}}.$$

Cuando la impedancia de carga de un cuadripolo es igual a su impedancia de entrada, la expresión de la ganancia de potencia se simplifica considerablemente, ya que la relación de impedancias se hace igual a la unidad:

$$G_P = h^2_{21e} \, (Z_L = h_{11e}).$$

Esta fórmula es aplicable a un paso que utiliza un transistor en montaje de emisor común; en montaje de base común o colector común, bastará usar el parámetro correspondiente ($h_{21b}$ y $h_{21c}$, respectivamente).

## *Condiciones de carga seudo-iterativa.*

Este régimen va unido en la práctica a un valor muy bajo de la impedencia de carga con relación a la impedancia de entrada del cuadripolo estudiado; esta situación se representa en la figura 215.

En estas condiciones, la relación de impedancias se hace muy pequeña, hallándose el valor límite para un valor nulo de la impedancia de carga (condiciones de cortocircuito).

régimen de conexión iterativa

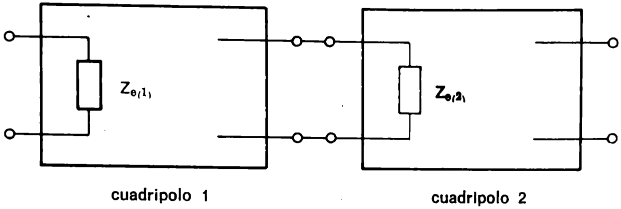

$Z_{e(1)}$
$Z_{e(2)}$
cuadripolo 1
cuadripolo 2

Fig. 214

condiciones de carga seudo-iterativa

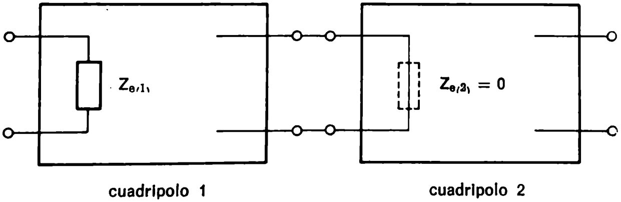

$Z_{e(1)}$
$Z_{e(2)} = 0$
cuadripolo 1
cuadripolo 2

Fig. 215

asociación de 3 cuadripolos

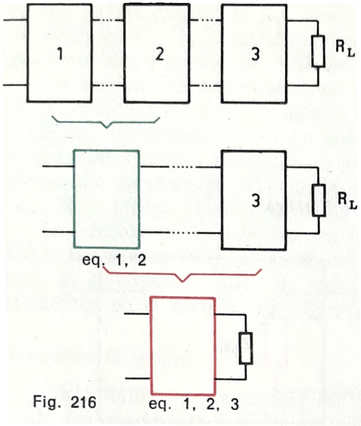

1
2
3
$R_L$
3
$R_L$
eq. 1, 2
eq. 1, 2, 3

Fig. 216

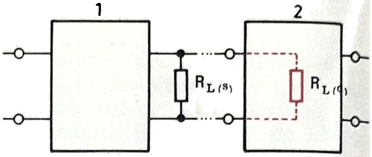


Fig. 217

acoplo RC

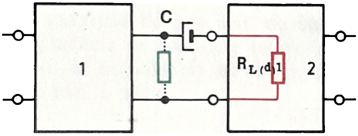


Fig. 218

acoplo por transformador

$R_{L(d)1} = n^2 \cdot R_{e(2)}$

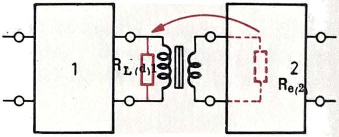


Fig. 219

acoplo RC

recta de carga dinámica

$\left(\operatorname{tg} A = \frac{1}{R_{e(2)}}\right)$ si $R_{e(2)} \ll R_{L(1)}$

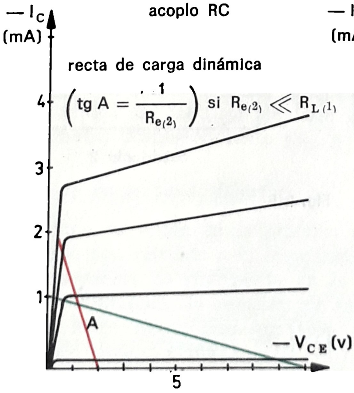


Fig. 220

acoplo por transformador

recta de carga dinámica

$\left(\operatorname{tg} A = \frac{1}{n^2 \cdot R_{e(2)}}\right)$

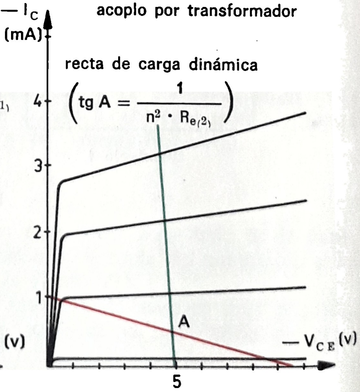


Fig. 221

## RESOLUCION DE VARIOS CUADRIPOLOS EN CASCADA.

Hemos resuelto perfectamente el cálculo de un proyecto de amplificador que comprende un solo paso equipado con un transistor, funcionando este último en régimen de señales débiles. ¿Cómo se resuelven los mismos problemas cuando el amplificador comprende varios pasos?

Son posibles dos soluciones:

— utilizar los métodos anteriormente estudiados, calculando así la ganancia de cada paso. Bastará multiplicar todas las ganancias obtenidas para determinar la ganancia total de la cadena. Esta solución se señala en la figura 216. No hay que olvidar que los pasos considerados no pueden ser calculados con ayuda de los parámetros más que *en el caso en que funcionen en régimen de señales pequeñas* .

— Dfinir los parámetros "transferencia" de cada cuadripolo (parámetros $b$: $b_{11}$, $b_{12}$, $b_{21}$ y $b_{22}$) y asociar las diversas matrices según las reglas de multiplicación de matrices. No trataremos aquí de los cálculos que conciernen a esta última posibilidad: su complejidad favorece muy a menudo la elección de la primera solución.

Cualquiera que sea el método elegido en el cálculo de un proyecto de una cadena de amplificación hecha con transistores, funcionando en régimen de señales débiles, es muy importante tener en cuenta la influencia de *la resistencia de carga dinámica* en el valor de las diferentes ganancias del paso considerado.

No olvidemos que esta resistencia suele ser muy diferente de la resistencia en continua que carga el colector del transistor, estando ligada, prácticamente, a la resistencia de entrada del paso siguiente. Esto se subraya en la figura 217. Su aspecto cuantitativo se estudiará más detalladamente en el capítulo "sistemas de acoplos".

En el caso de un acoplo *RC*, se puede admitir que la resistencia de carga del primer paso representado en la figura 218 es sensiblemente igual a la resistencia de entrada del segundo paso, en el caso de que $R_L$ sea mucho mayor que $R_{e2}$; esta situación se encuentra con frecuencia cuando se consideran dos pasos en cascada, con los transistores que constituyen estos pasos montados con emisor común.

En el caso de un acoplo por transformador (fig. 219), la impedancia de carga dinámica es ante todo función de la relación de transformación "*n*"; esta impedancia o impedancia vista desde el primario ($n^2 \cdot R_{e2}$) es en la práctica siempre mucho mayor que el valor de la resistencia continua del primario del transformador que carga el primer paso.

El trazado de las rectas de carga dinámica y estática ya ha sido considerado en una obra precedente del mismo autor ("Diodos y transistores"). Las figuras 220 y 221 recuerdan estas dos posibilidades de acoplo.

## 2.8. Influencia de la corriente de colector y de la tensión colector-emisor sobre el valor de los parámetros (montaje de emisor común)

La corriente de colector y la tensión colector-emisor ejercen una influencia directa sobre el valor de los diversos parámetros que hemos señalado en las páginas anteriores; la elección del circuito de emisor común se explica por su frecuente empleo en los pasos amplificadores de audiofrecuencia.

El fabricante pone a nuestra disposición curvas de variaciones de los parámetros híbridos en función de la corriente de colector (considerando la tensión colector-emisor constante), estas curvas están representadas en la figura 222; las variaciones de los mismos parámetros en función de la tensión colector-emisor (corriente de colector constante) están indicadas en la figura 223.

El empleo de estas curvas es muy sencillo: Conociendo los valores normales de los diversos parámetros $h$ (para $-I_c = 3$ mA y $-V_{ce} = 2$ V), así como la corriente de colector y la tensión colector-emisor de reposo (por ejemplo, $-I_c = x$ mA y $-V_{CE} = y$ V) basta utilizar la fórmula siguiente para obtener el valor de los parámetros $h$ que corresponden al punto de reposo elegido.

$$h_{11e}(-I_C = x\,\text{mA}, -V_{CE} = y\,\text{V}) = h_{11e}(-I_C = 3\,\text{mA}, -V_{CE} = 2\,\text{V}) \cdot \Phi \cdot \psi$$

$$h_{22e}(-I_C = x\,\text{mA}, -V_{CE} = y\,\text{V}) = h_{22e}(-I_C = 3\,\text{mA}, -V_{CE} = 2\,\text{V}) \cdot \Phi \cdot \psi$$

$$h_{21e}(-I_C = x\,\text{mA}, -V_{CE} = y\,\text{V}) = h_{21e}(-I_C = 3\,\text{mA}, -V_{CE} = 2\,\text{V}) \cdot \Phi \cdot \psi$$

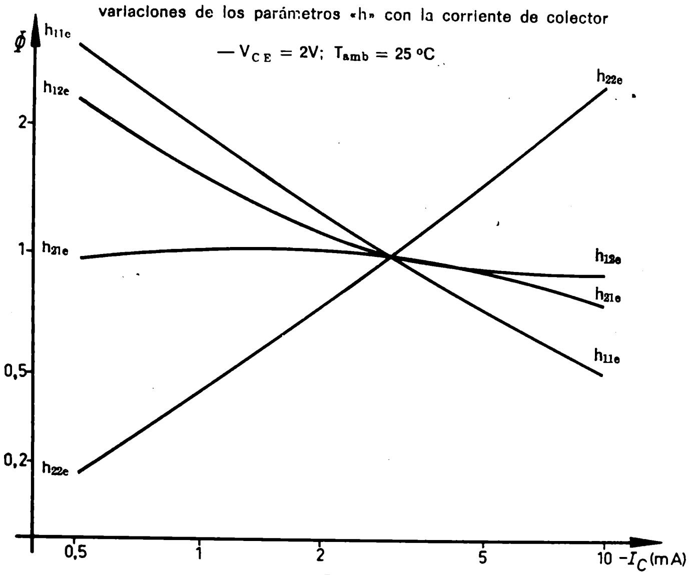
$$h_{12e}(-I_C = x\,\text{mA}, -V_{CE} = y\,\text{V}) = h_{12e}(-I_C = 3\,\text{mA}, -V_{CE} = 2\,\text{V}) \cdot \Phi \cdot \psi$$

Los valores de $\Phi$ y de $\psi$ se obtienen directamente mediante las curvas representadas en las figuras 222 y 223.

El fabricante no da, en principio, las curvas de variaciones de los parámetros $z$ e $y$; pero conociendo las curvas representadas en las figuras 222 y 223, así como las equivalencias cuantitativas entre estos parámetros y los parámetros $h$, se puede calcular, con los diferentes valores de la corriente de colector de la tensión colector-emisor, los parámetros $z$ e $y$ correspondientes, para aquella clase de parámetros.

Otro método consiste en definir las ecuaciones físicas de los parámetros fundamentales, $r_e$, $r_b$, $r_c$ y $\alpha$, y deducir después las curvas de variación de estos elementos en función de la corriente de colector y de la tensión colector-emisor; es entonces muy sencillo calcular los nuevos valores de los parámetros $z$ e $y$ partiendo de las ecuaciones que hemos señalado en las páginas anteriores.

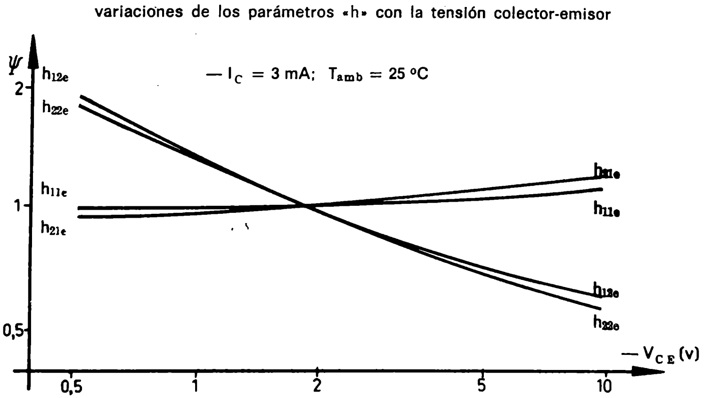
En la práctica la medida de los diversos parámetros valiéndose de montajes muy sencillos indicados en una obra anterior ("Diodos y transistores") presenta la ventaja de ser mucho más precisa, dadas las características de dispersión de los transistores.



variaciones de los parámetros «h» con la corriente de colector

$-V_{CE} = 2V$; $T_{amb} = 25\ °C$

Fig. 222



variaciones de los parámetros «h» con la tensión colector-emisor

$-I_C = 3$ mA; $T_{amb} = 25\ °C$

Fig. 223

esquema estático equivalente del transistor (régimen normal de funcionamiento)

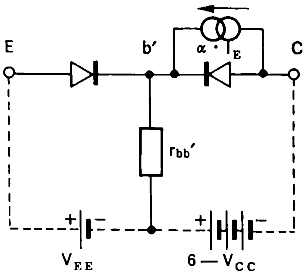

E
b′
α · I_E
C
r_bb′
+ −
V_EE
+ −
6 — V_CC

Fig. 224

esquema dinámico equivalente (audiofrecuencia)

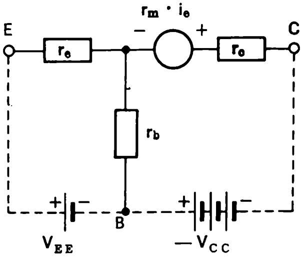

r_m · i_e
E
−
+
C
r_e
r_o
r_b
+ −
B
+ −
V_EE
— V_CC

Fig. 225

característica directa de la unión emisor-base

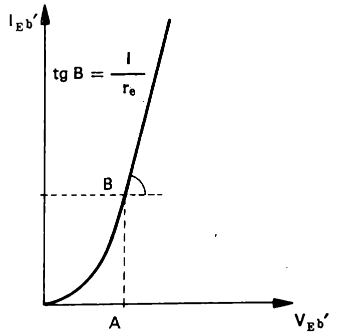


Fig. 226

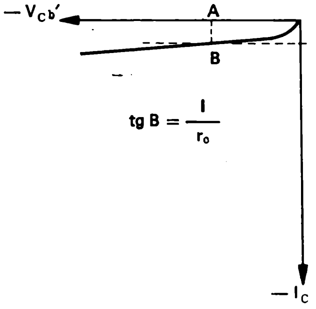


Fig. 227

## CAPITULO 3

# ESQUEMAS EQUIVALENTES

Muchos técnicos se han asustado ante la complejidad, por otra parte muy relativa, de las ecuaciones matriciales obtenidas en el cálculo de un proyecto con ayuda de la teoría de los cuadripolos. Aunque este método de cálculo se haya tratado con extensión en el capítulo precedente, algunos lectores prefieren utilizar medios algo más basados en la simple asociación de circuitos.

Sabemos definir cuantitativamente los diversos elementos constitutivos de los circuitos electrónicos (por ejemplo la resistencia, el condensador, el transformador, el generador de tensión o de corriente, etc.). La posibilidad de representar el transistor por un esquema equivalente presentaría, en estas condiciones, un considerable interés.

En el primer capítulo habíamos establecido físicamente varios esquemas equivalentes del transistor, teniendo éstos por objeto ilustrar los diversos regímenes de funcionamiento de este transistor. En el marco de las aplicaciones de audiofrecuencia, los regímenes de corte, inverso y saturación no presentan ningún interés; por eso, en el presente capítulo estudiaremos el comportamiento del transistor sólo en su régimen normal de funcionamiento. El esquema equivalente correspondiente se representa en la figura 224.

Este esquema comprende los enlaces emisor-base y colector-base, así como la resistencia $r_{bb'}$; el generador de corriente conectado en bornes de la unión colector-base refleja el efecto transistor; estos diferentes elementos han sido definidos ya al establecer este esquema en el primer capítulo.

¿Qué relación existe entre este esquema equivalente puramente estático y el esquema equivalente dinámico en *T*, suministrado por el fabricante (figura 225)?

Con objeto de simplificar las explicaciones, hemos adoptado para cada uno de estos esquemas el circuito de base común.

La rama emisor-punto ficticio de base (*b'*) del esquema equivalente estático comprende la unión emisor-base; la misma rama está representada eléctricamente por la resistencia $r_e$ en el esquema dinámico equivalente indicado en la figura 225. En realidad, la unión emisor-base está polarizada en sentido directo; el trazado de la característica teórica correspondiente, definida partiendo de los gráficos de concentraciones, demuestran que la resistencia diferencial de esta unión (para una tensión representada por la distancia *OA* en la figura 226) es relativamente débil; esta resistencia no es otra que la de unión polarizada en sentido directo.

La rama colector-punto ficticio de base (*b'*) comprende la unión colector-base en el esquema estático equivalente; esta misma rama está cuantitativamente simbolizada por la resistencia $r_c$ en el esquema dinámico equivalente de la figura 225. En régimen normal de funcionamiento, la unión colector-base del transistor está polarizada en sentido inverso; la resistencia correspondiente se puede determinar con ayuda de la característica inversa de esta unión (fig. 227). Esta resistencia es muy grande y corresponde en la práctica a la de una unión polarizada en sentido inverso.

El hecho de sustituir las uniones por resistencias equivalentes, particularmente en lo que se refiere a la unión emisor-base, comprende, por una parte, un perfecto conocimiento de las condiciones de funcionamiento de estas uniones, y, por otra, un régimen de funcionamiento limitado exclusivamente a las señales de poca amplitud. La curvatura de la característica corriente/tensión de esta unión no permite una definición precisa de la resistencia correspondiente cuando las posiciones extremas del punto de funcionamiento definen valores de resistencia diferencial muy distintos.

Nos queda por estudiar la rama central de cada uno de los esquemas equivalentes. En el esquema estático equivalente representado en la figura 228, *a*, la rama electrodo de base (*B*) —punto ficticio de base (*b'*) está representado eléctricamente por $r_{bb'}$; se puede situar esta resistencia en el esquema dinámino equivalente de la figura 228, *b*.

En realidad, este último esquema no está completo, pues no hay que olvidar los elementos que simbolizan el efecto "Early", elementos que hemos señalado al final del primer capítulo. En el esquema estático equivalente correspondiente al empleo del transistor en régimen normal de funcionamiento (señales de audiofrecuencia), observamos que el generador de tensión $\mu_{be} \cdot V_{cb}$, así como la conductancia $g_e$ (Early) ilustran cuantitativamente este efecto (fig. 229). Estos dos elementos se pueden representar en el esquema dinámico equivalente de este transistor (figura 230).

Examinemos ahora el circuito emisor-base de nuestro nuevo esquema de la figura 230, que comprende:

— la resistencia $r_e$ (resistencia diferencial de la unión emisor-base);
— el generador de tensión $(\mu_{bc} \cdot V_{ce})$;
— la resistencia $r_{bb'}$ (la intrínseca de base).

El generador de tensión que representa la energía reinyectada del circuito de salida al de entrada se puede sustituir fácilmente por una resistencia ($r''_b$), con la condición de que la corriente de salida atraviese esta resistencia; por eso la rama de colector no está unida al extremo superior de la resistencia $r_{bb'}$, sino entre las resistencias $r_e$ y $r''_b$ (fig. 231).

Se puede simplificar entonces este último esquema agrupando primero las resistencias $r''_b$ y $r_{bb'}$ (sabiendo que la resistencia $r_b$ es igual a la suma de las dos resistencias anteriormente citadas: $r_b = r''_b + r_{bb'}$), y después las dos resistencias paralelo con la rama de colector (estando representada la resistencia equivalente por $r_c$); el esquema equivalente en *T* de la figura 232 se parece mucho más al esquema dinámico equivalente del transistor (en régimen de audiofrecuencia) dado por el fabricante (figuras 233, *a* y *b*).

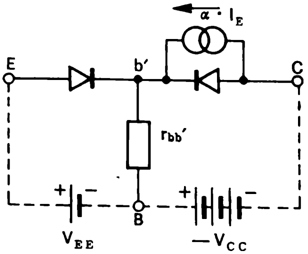

α · I_E
E
b′
C
r_bb′
+
−
B
V_EE
−V_CC

Fig. 228(a)

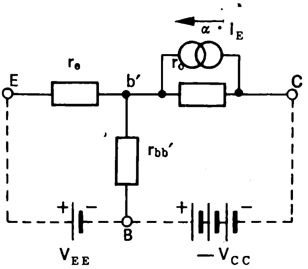

α · I_E
r_e
r_c
E
b′
C
r_bb′
+
−
B
V_EE
−V_CC

Fig. 228(b)

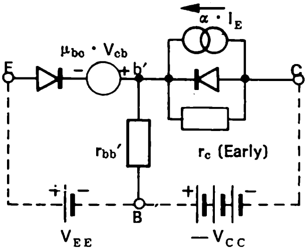

α · I_E
μ_bo · V_cb
E
−
+
b′
C
r_bb′
r_c (Early)
B
V_EE
−V_CC

Fig. 229

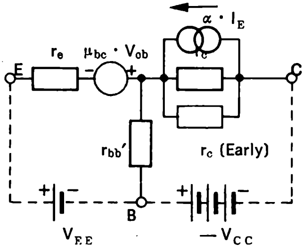

α · I_E
r_e
μ_bc · V_ob
r_c
E
−
+
C
r_bb′
r_c (Early)
B
V_EE
−V_CC

Fig. 230

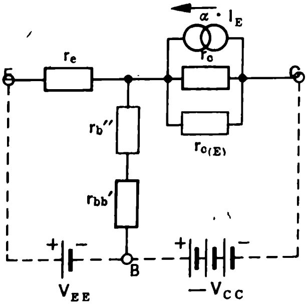

α · I_E
r_e
r_c
E
C
r_b″
r_c(E)
r_bb′
+
−
B
V_EE
−V_CC

Fig. 231

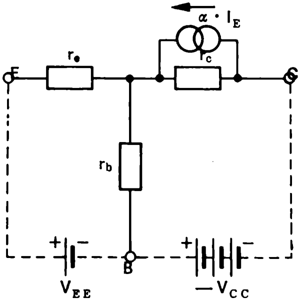

α · I_E
r_e
r_c
E
C
r_b
+
−
B
V_EE
−V_CC

Fig. 232

circuito de base común

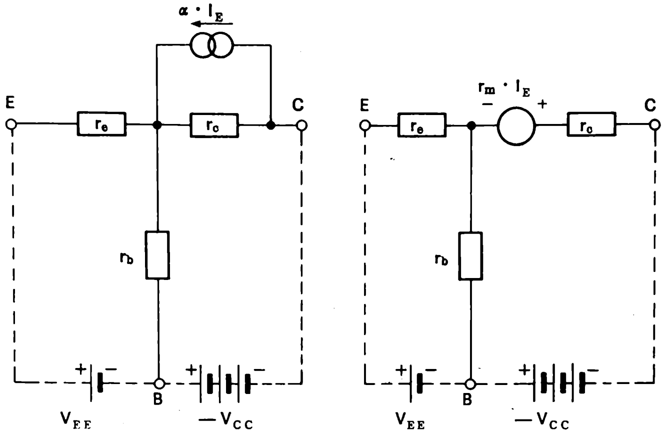

α · I_E
E
r_e
r_o
C
r_b
+ −
B
+ −
V_EE
— V_CC
r_m · I_E
− +
E
r_e
r_o
C
r_b
+ −
B
+ −
V_EE
— V_CC

Fig. 233

(a) (b)

circuito de emisor común

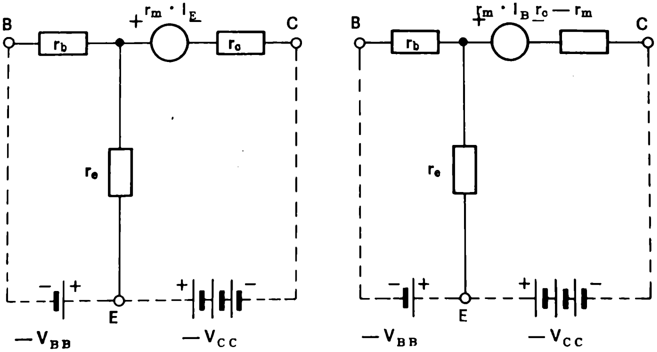

+ r_m · I_E
B
r_b
r_o
C
r_e
− +
E
+ −
— V_BB
— V_CC
+ r_m · I_B − r_o — r_m
B
r_b
C
r_e
− +
E
+ −
— V_BB
— V_CC

Fig. 234

(a) (b)

Consideremos ahora la rama de colector de la figura 233, *a*, que comprende un generador de corriente ($\alpha \cdot I_E$) en paralelo con una resistencia ($r_c$). Dicho circuito se puede representar por un generador de tensión en serie con la misma resistencia; basta representar cuantitativamente el generador de tensión en función de los términos $\alpha$, $r_c$ e $I_E$.

En la práctica, el producto $\alpha \cdot r_c$ está definido por $r_m$; en estas condiciones, acabamos de reconstruir el esquema dinámico equivalente del transistor en régimen de audiofrecuencia tal como se presenta en los textos.

### *Circuito de base común*

El esquema dinámico equivalente del transistor con base común, utilizado en régimen de audiofrecuencia, está representado en la figura 233 *b*.

### *Circuito de emisor común*

El circuito de entrada comprende la rama de base (resistencia $r_b$) y la de emisor (resistencia $r_e$); el de salida está determinado siempre por la rama de colector. Hay dos posibilidades de representación:

— El generador de tensión, que se sitúa en la rama de colector, está cuantitativamente determinado en función de la corriente de emisor; la resistencia en serie con este generador es entonces igual a $r_c$ (fig. 234, *a*).

— El mismo generador de tensión está expresado en función de la corriente de base; la resistencia en serie es en estas condiciones igual a $r_c - r_m$ (figura 234, *b*).

El nuevo valor de la resistencia colocada en serie con el generador de tensión en la rama de colector se explica muy sencillamente.

En el caso de la figura 234, *a*, la corriente que circula por esta rama se define por la relación: $I_C = r_m \cdot I_E / r_c$.

En la figura 234, *b*, la corriente de colector es siempre igual a $I_C$; en estas condiciones hay que calcular el valor de la resistencia que se ha de colocar en serie con el nuevo generador ($r_m \cdot I_B$) para obtener la misma corriente en la rama de colector:

$$I_C = r_m I_B r_x.$$

En consecuencia,

$$r_x = \frac{r_m \cdot I_B}{I_C} = r_m \frac{I_B}{I_C} = \alpha r_c \frac{1}{\beta}$$

o:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

y,

$$r_x = \frac{\alpha r_c}{\dfrac{\alpha}{1 - \alpha}} = r_c (1 - \alpha) = r_c - \alpha r_c = r_c - r_m.$$

*Circuito de colector común*

El circuito de entrada comprende las ramas de base (resistencia $r_b$) y colector (generador de tensión en serie con la resistencia $r_c$); el circuito de salida se determina mediante la rama de emisor (resistencia $r_e$) en serie con la de colector.

El generador de tensión se puede expresar cuantitativamente en función de la corriente que circula por el circuito de entrada; en la figura 235 este generador está representado por el producto $r_m \cdot I_B$, y el valor de la resistencia en serie es en estas condiciones igual a $(r_c - r_m)$.

## 3.1. Principio de utilización de los esquemas equivalentes en la asociación de circuitos

De los diversos esquemas equivalentes en *T* correspondientes a los tres circuitos posibles del transistor, podemos deducir los diferentes parámetros *z* y *h* señalados en el capítulo anterior.

La solución puramente matemática que nos da el examen de un cuadripolo equivalente a otros varios puede parecer a veces demasiado complicada, por lo que vamos a estudiar un segundo método de establecimiento de circuitos que funcionen en régimen de señales débiles. Esta segunda posibilidad consiste en asociar eléctricamente el transistor, mediante su esquema equivalente, con los distintos componentes del paso considerado.

Examinemos, por ejemplo, el circuito de la figura 236. Este comprende un transistor con emisor común, la resistencia de carga (en continua) $R_L$; en paralelo con esta última, la de utilización $R_U$; el circuito de ataque está definido por un generador en serie con su resistencia interna $(R_a)$.

¿Qué tipo de esquema equivalente vamos a adoptar para calcular este paso?

El esquema equivalente en *T* del transistor con emisor común definido en la página anterior, no parece convenir para este estudio. Por eso será preferible separar completamente los circuitos de entrada y salida. Para ello vamos a utilizar el esquema equivalente del transistor representado en la figura 237.

En esta representación, el circuito de entrada comprende una impedancia propia de este circuito colocada en serie con un generador de tensión cuya finalidad es ilustrar la transferencia inversa de energía en el interior del transistor; por lo contrario, el circuito de salida está definido por la asociación en paralelo de una admitancia propia del circuito de salida y un generador de corriente que simboliza la transferencia directa de energía en el propio transistor. Tal representación comprende, en realidad, la utilización de los parámetros "*h*"; el paso del esquema equivalente en *T* al cuadripolo (parámetros *h*) se ha explicado ya en el capítulo precedente.

circuito de colector común

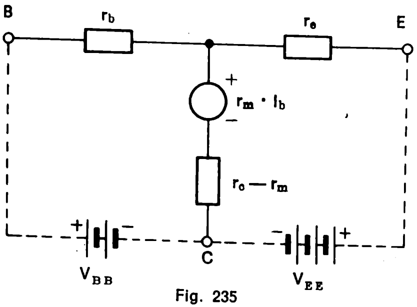

B
$r_b$
$r_e$
E
+
$r_m \cdot I_b$
−
$r_c - r_m$
+
−
C
−
+
$V_{BB}$
$V_{EE}$

Fig. 235

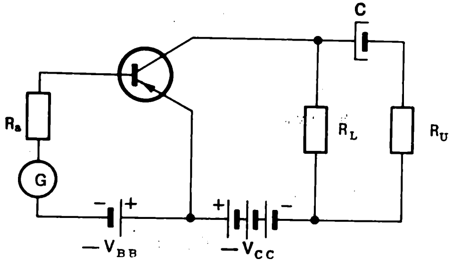

C
$R_s$
G
$R_L$
$R_U$
−
+
+
−
$-V_{BB}$
$-V_{CC}$

Fig. 236

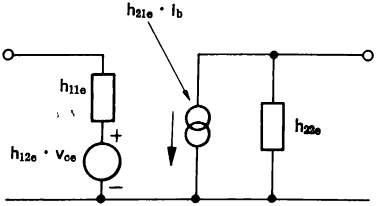

$h_{21e} \cdot I_b$
$h_{11e}$
+
$h_{12e} \cdot V_{ce}$
−
$h_{22e}$

Fig. 237

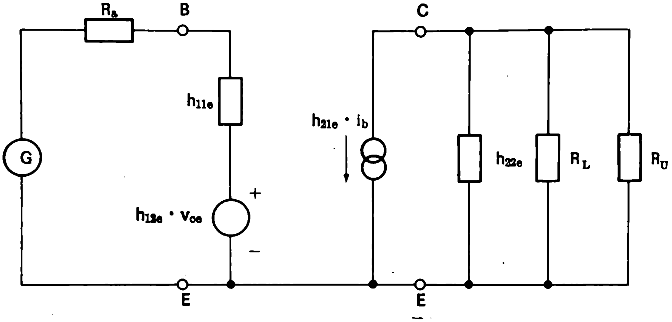

Rs
B
C
G
h11e
h21e · ib
h22e
RL
RU
+
h12e · vce
−
E
E

Fig. 238

Para el cálculo de las propiedades dinámicas del paso de la figura 236 hay que conocer su ganancia de corriente y su resistencia de entrada; la ganancia de potencia está dada por la relación:

$$G_P = G_C \cdot \frac{R_L}{R_e} \text{ (dinámica).}$$

En el estudio del comportamiento de una cadena de audiofrecuencia será indispensable además calcular la resistencia de salida de este paso, con el fin de poder determinar la resistencia de excitación del siguiente.

*Cálculo de la ganancia de corriente*

La ganancia dinámica de corriente del conjunto representado en la figura 238 se determina mediante la relación que existe entre la corriente de salida (o sea, la que circula por la resistencia de utilización: $i_{R_u}$) y la de entrada (corriente de base, $i_b$).

$$G_c = \frac{i_{R_u}}{i_b}.$$

El generador de corriente $h_{21e} \cdot i_b$ constituye el elemento activo del circuito de salida; en estas condiciones es muy fácil expresar la corriente por la resistencia $R_U$ en función de la corriente de base:

$$i_{R_u} = h_{21e} \cdot i_b \frac{G_u}{h_{22e} + G_L + G_u},$$

donde:

$$G_L = \frac{1}{R_L} \quad \text{y} \quad G_u = \frac{1}{R_u}.$$

La ganancia de corriente de base está dada entonces por la relación:

$$G_C = h_{21e} \cdot \frac{G_u}{h_{22e} + G_L + G_u}.$$

*Cálculo de la resistencia de entrada*

El circuito de entrada está definido por la asociación en serie de dos elementos:

— resistencia propia de este circuito, $h_{11e}$;

— un generador de tensión cuya resistencia se puede expresar por la relación existente entre la tensión que da ($h_{12e} \cdot v_{ce}$) y la corriente que lo atraviesa ($i_b$).

$$R_{gen} = \frac{h_{12e} \cdot v_{ce}}{i_b}$$

En esta última ecuación, tenemos que expresar $v_{ce}$ en función de $i_b$, lo que puede hacerse considerando el circuito de salida del paso:

$$v_{ce} = -\frac{h_{21e} \cdot i_b}{h_{22e} + G_L + G_u}.$$

Sustituyendo $v_{ce}$ por su valor en la ecuación anterior y simplificando por $i_b$ obtenemos el valor de la resistencia del generador de tensión situado en el circuito de entrada:

$$R_{gen} = -\frac{h_{12e} \cdot h_{21e}}{h_{22e} + G_L + G_u}.$$

La resistencia de entrada del paso está dada por la relación:

$$R_e = h_{11e} + R_{gen.} = h_{11e} - \frac{h_{12e} \cdot h_{21e}}{h_{22e} + G_L + G_u}.$$

*Cálculo de la resistencia de salida*

Para calcular esta resistencia adoptamos el esquema ligeramente modificado de la figura 239. El generador que ataca el circuito de entrada está representado sólo por su resistencia interna ($R_a$) y su resistencia de utilización está desconectada.

Si se aplica una señal entre colector y emisor, la corriente de colector está dada por la relación:

$$i_c = v_{ce}\,(h_{22e} + G_L) + h_{21e} \cdot i_b$$

que es la suma de tres corrientes:

— la de la resistencia de carga en continua ($G_L \cdot v_{ce}$),

— la de la admitancia propia de salida del transistor ($h_{22e} \cdot v_{cc}$);

— la debida a la transferencia de energía de la entrada a la salida $h_{21e} \cdot i_b$).

Calculemos ahora la corriente de entrada ($i_b$) en función de la tensión de salida ($v_{ce}$).

En la parte del esquema equivalente correspondiente al circuito de entrada, el generador de tensión ($h_{12e} \cdot v_{ce}$) es el origen del paso de una corriente $i_b$ por un circuito que comprende las resistencias $h_{11e}$ y $R_a$ en serie. El valor de esta corriente se determina por una simple aplicación de la ley de Ohm:

$$i_b = -\frac{h_{12e} \cdot v_{ce}}{h_{11e} + R_a}.$$

Sustituyendo $h_{11e}$ por $1/g_{11e}$ y $R_a$ por $1/G_a$, la relación anterior se convierte en:

$$i_b = -v_{ce} \cdot h_{12e} \cdot \frac{G_a \cdot g_{11e}}{G_a + g_{11e}}$$

Sustituyendo $i_b$ por su valor en la ecuación que define la corriente de colector:

$$i_c = (h_{22e} + G_L)\,v_{ce} - \left(h_{21e} \cdot h_{12e} \cdot \frac{G_a \cdot g_{11e}}{G_a + g_{11e}}\right) v_{ce}.$$

Dividiendo todos los términos de esta ecuación por $v_{ce}$ se obtiene:

$$\frac{1}{R_s} = \frac{i_c}{v_{ce}} = (h_{22e} + G_L) - h_{21e} \cdot h_{12e} \cdot \frac{G_a \cdot g_{11e}}{G_a + g_{11e}}.$$

De las ecuaciones que acabamos de escribir se pueden sacar los valores límites de las ganancias de corriente, tensión o potencia, así como las resistencias de entrada y salida en función de los valores extremos de las resistencias de carga y excitación.

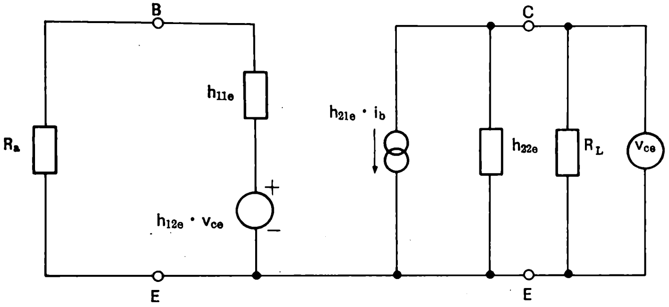

B
C
$R_a$
$h_{11e}$
$h_{21e} \cdot i_b$
$h_{22e}$
$R_L$
$V_{ce}$
+
$h_{12e} \cdot v_{ce}$
−
E
E

Fig. 239

condiciones iterativas ($R_U = h_{11e}$)

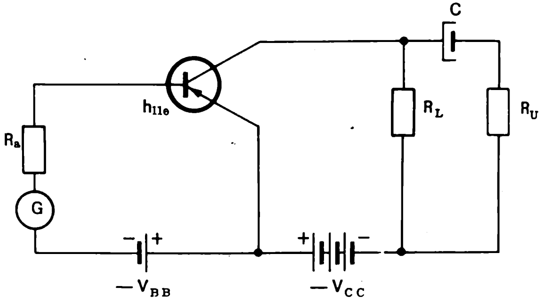

C
h11e
Ra
G
RL
RU
− +
+ −
− VBB
− VCC

Fig. 240

cadena de amplificación de audiofrecuencia (3 pasos)

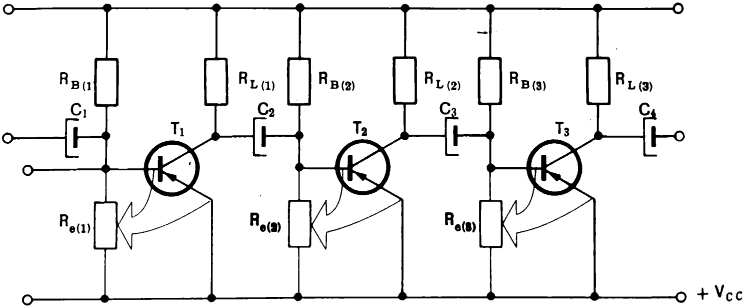

RB(1)
RL(1)
RB(2)
RL(2)
RB(3)
RL(3)
C1
C2
C3
C4
T1
T2
T3
Re(1)
Re(2)
Re(3)
+ VCC

Fig. 241

Cuando la resistencia de carga dinámica es nula ($R_U = 0$ en la figura 240) la ganancia de corriente del paso es prácticamente igual a $h_{21e}$; este caso es más frecuente en una cadena de amplificación de audiofrecuencia, en que la impedancia de carga dinámica de un paso está formada por la impedancia de entrada del segundo paso (siendo esta última siempre mucho menor que la impedancia de salida del primer paso; ver el apartado "condiciones de funcionamiento iterativo" en el capítulo precedente).

En las mismas condiciones, la resistencia de entrada se define prácticamente por el parámetro $h_{11e}$ del transistor que constituye el paso considerado.

Por lo contrario, cuando la resistencia de ataque es muy grande (lo que sitúa siempre el paso considerado en condiciones iterativas de funcionamiento) la resistencia equivalente de salida está dada aproximadamente por la equivalente a otras dos conectadas en paralelo:

— la resistencia de salida del transistor: $1/h_{22e}$;

— la resistencia de carga, en continua, del colector: $R_L$.

La parte de una cadena de amplificación de audiofrecuencia representada en la figura 241 nos permite deducir las siguiente conclusiones generales.

Aparte del primero y último paso, en los cuales los problemas relacionados con la adaptación pueden ser muy diferentes, los pasos intermedios se hallan casi siempre en condiciones iterativas de funcionamiento. Recordemos que estas últimas sobreentienden, paso por paso, una resistencia de carga dinámica prácticamente igual a la de entrada; esto sólo es posihle cuando el paso que carga el transistor considerado está unido a este último mediante un circuito *RC*.

En estas condiciones, el proyecto de establecimiento de los pasos intermedios se puede facilitar considerablemente, asimilando:

— la resistencia de entrada del paso, al parámetro $h_{11e}$ del transistor;

— la resistencia de salida, a la resistencia equivalente a la conexión en paralelo de la resistencia de salida propia del transistor ($1/h_{22e}$) y la resistencia de carga en continua ($R_L$);

— la ganancia de corriente, al parámetro $h_{21e}$ del transistor;

— la ganancia de potencia, al producto del cuadrado de la ganancia de corriente por la relación existente entre la resistencia de carga dinámica y la resistencia de entrada; siendo estas dos resistencias sensiblemente iguales, la ganancia de potencia es prácticamente igual al cuadrado de la ganancia de corriente.

Acabamos de desarrollar, de una manera muy profunda, los diferentes medios que permiten el cálculo de pasos amplificadores de audiofrecuencia en régimen de señales débiles; recordemos que la elección de un método u otro es ante todo función de las preferencias del lector.

Se han silenciado algunas consideraciones, también muy importantes. No basta saber calcular un paso: hay que determinar asimismo el tipo de circuito, elegir un sistema de acoplo y adoptar, en función de ciertos imperativos, un sistema de estabilización.

## 3.2. Elección del circuito

En una obra precedente hemos establecido un paralelismo entre los tres circuitos posibles del transistor; con el fin de subrayar las razones que determinan la elección de un tipo de circuito, vamos a recordar brevemente las particularidades y propiedades de cada uno de ellos.

### *Circuito de base común*

El transistor está conectado en las condiciones indicadas en la figura 242.

La **ganancia de corriente** es inferior a la unidad (aunque poco diferente):

$$G_C = I_C/I_E.$$

Una analogía mecánica muy sencilla ilustra la noción de **ganancia de tensión**; en ausencia de polarización, el transistor es comparable al conjunto de tres planos representados en la figura 243, *b.* El desnivel existente entre la región central (base) y los dos planos extremos (emisor, a la izquierda, y colector, a la derecha) representa las dos barreras de potencial; la bola situada a la izquierda representa los portadores mayoritarios del emisor (huecos móviles). Supongamos ahora que esta bola posee cierta energía (conjunto situado sobre una mesa vibratoria, por ejemplo), pero insuficiente para que la bola pueda pasar del plano izquierdo al central.

El hecho de polarizar el transistor en régimen normal de funcionamiento corresponde a disminuir la altura del desnivel situado a la izquierda (polarización directa de la unión emisor-base) y a aumentar en muy grandes proporciones el de la derecha (fuerte polarización inversa de la unión colector-base), que es lo representado en la figura 243, *b.*

En el circuito de base común, tomemos el plano correspondiente (plano central) como referencia; un método empírico nos permite comparar las diferencias de nivel entre los tres planos con las variaciones máximas posibles de tensión en bornes de los circuitos de salida y entrada. La relación entre los dos vectores da, pues, una idea del valor de la ganancia de tensión de este circuito; además, la orientación de estos dos vectores con relación al eje de referencia da a entender que la tensión de salida está en fase con la de entrada.

En el circuito de base común la ganancia de tensión es claramente superior a la unidad.

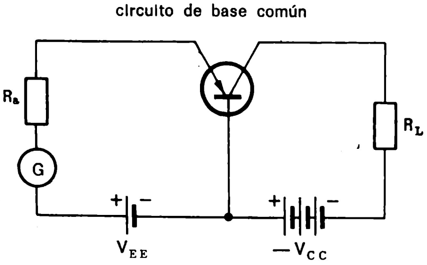
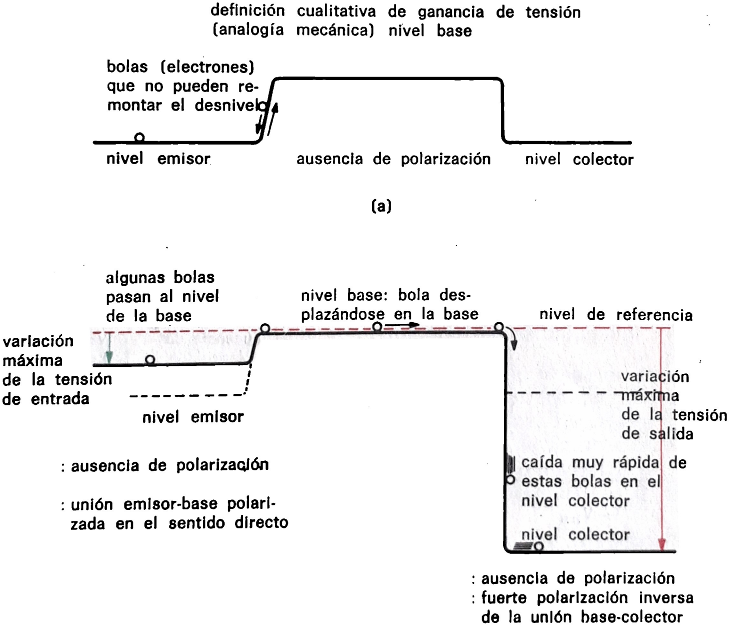

circuito de base común
Rs
G
RL
+
−
VEE
+
−
−VCC

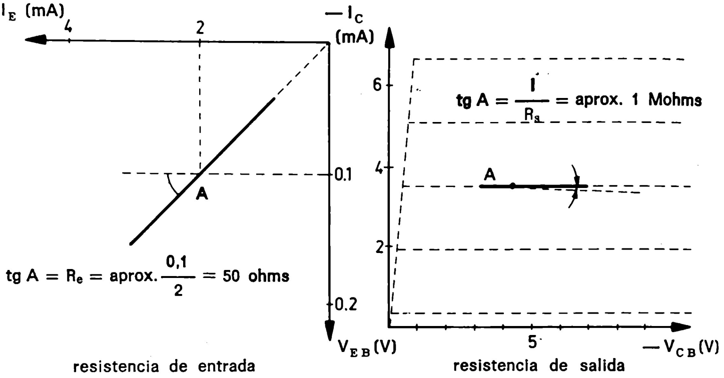
Fig. 242


definición cualitativa de ganancia de tensión (analogía mecánica) nivel base

(a)

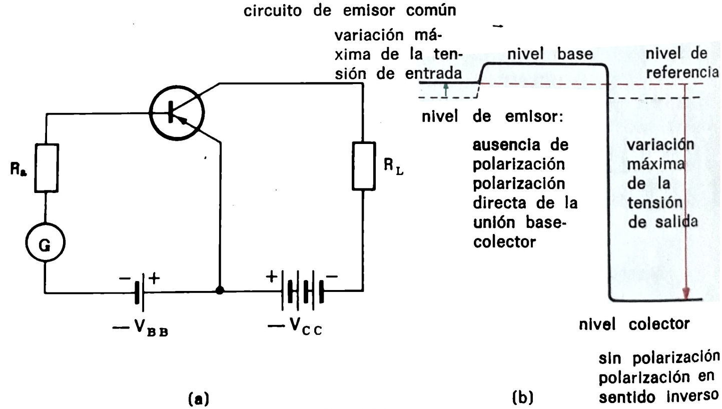
(b)
bolas (electrones) que no pueden remontar el desnivel
nivel emisor
ausencia de polarización
nivel colector
algunas bolas pasan al nivel de la base
nivel base: bola desplazándose en la base
nivel de referencia
variación máxima de la tensión de entrada
nivel emisor
variación máxima de la tensión de salida
caída muy rápida de estas bolas en el nivel colector
nivel colector
: ausencia de polarización
: unión emisor-base polarizada en el sentido directo
: ausencia de polarización
: fuerte polarización inversa de la unión base-colector

Fig. 243



(a) (b)

Fig. 244


circuito de emisor común
R_s
G
R_L
— V_BB
— V_CC
variación máxima de la tensión de entrada
nivel base
nivel de referencia
nivel de emisor:
ausencia de polarización
polarización directa de la unión base-colector
variación máxima de la tensión de salida
nivel colector
sin polarización
polarización en sentido inverso

(a) (b)

Fig. 245

El producto de las dos ganancias anteriores demuestra que la **ganancia de potencia** de un transistor en circuito de base común es sensiblemente igual a su ganancia de tensión por lo que el transistor así montado puede compararse a un paso amplificador de tensión.

En la familia de características $I_E = f(V_{EB})$, la tangente del ángulo que forma en un punto la característica con una recta horizontal define el valor de la **resistencia de entrada** del transistor (parámetros $h_{11b}$); adoptamos como valor medio un ángulo de 45°. La tangente del ángulo se define mediante la relación de las unidades utilizadas en ordenadas y abscisas.

En el caso de un transistor de poca potencia, el eje de corriente de emisor está graduado en mA, mientras que el de tensiones está graduado en centenas de mV; la relación entre estas dos cantidades da una idea muy aproximada de la resistencia medida en un transistor con base común (fig. 244), que es inferior a la centena de ohmios.

Un método de razonamiento idéntico facilita la determinación (siempre muy aproximada) de la **resistencia de salida** del transistor. Las unidades utilizadas son sensiblemente idénticas en los tres circuitos (voltios en abscisas; mA en ordenadas); sólo la inclinación media de las características permitirá diferenciar los valores correspondientes de la resistencia de salida.

En el circuito de base común, las características son casi horizontales; en estas condiciones, la resistencia de salida es muy grande: del orden de varias centenas de millares de ohmios.

### *Circuito de emisor común*

El circuito de emisor común es, según sabemos, el empleado con más frecuencia en este tipo de aplicaciones; trataremos de determinar las razones de tal elección.

La **ganancia de corriente** de un transistor con emisor común es claramente superior a la unidad (fig. 245, *a*).

$$G_C = I_C/I_B.$$

### *Ventaja indiscutible de este circuito en relación con el anterior*

En la representación analógica de la figura 245, *b*, el eje de referencia se encuentra ahora alineado con el plano de la izquierda (emisor); la relación de desniveles entre los dos vectores (salida y entrada) demuestra que la **ganancia de tensión** es muy importante. Esta ganancia es sensiblemente igual a la que habíamos señalado en el caso anterior; por lo contrario, las variaciones de la tensión de salida están en oposición de fase con las de la tensión de entrada.

Siendo las ganancias de corriente y tensión muy claramente superiores a la unidad, la **ganancia de potencia** es por tanto mucho mayor que en el circuito anterior.

Es interesante observar que un transistor con emisor común no debe ser considerado exclusivamente como amplificador de corriente; en ciertas condiciones, la ganancia de potencia puede ser efectivamente mayor que la de corriente.

En la familia de características de entrada, el eje de intensidades está graduado en centenas de μA, mientras que el de tensiones está siempre graduado en centenas de mV. La relación entre estas dos cantidades da un valor medio del orden del millar de ohmios para la **resistencia de entrada** (fig. 246).

Las características de salida están claramente más inclinados que en el caso anterior; por tanto, la **resistencia de salida** media de un transistor de poca potencia, en circuito de emisor común, es muy inferior a la que hemos señalado en el caso anterior. A título indicativo, esta resistencia es del orden de la decena de millones de ohmios (fig. 247).

### *Circuito de colector común*

Las condiciones de conexión del transistor están indicadas en la figura 248. Esta **ganancia de corriente** (intensidad) es muy grande (superior en una unidad a la ganancia de corriente del mismo transistor en montaje de emisor común).

$$G_C = I_E/I_B.$$

### Ganancia de tensión:

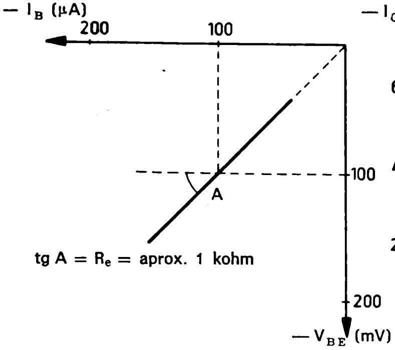
En la figura 249, el eje de referencia se sitúa en el plano de la derecha (colector). La relación entre los dos vectores (tensión de salida y tensión de entrada) es ahora inferior a la unidad; acabamos de señalar uno de los defectos característicos del circuito de colector común. Las tensiones de entrada y salida están ahora, por lo contrario, en fase.

La **ganancia de potencia** de un transistor con colector común es sensiblemente idéntica a la ganancia de corriente del transistor, que es mucho menor que en el caso anterior.

En estas condiciones, el transistor se puede comparar a un amplificador de corriente.

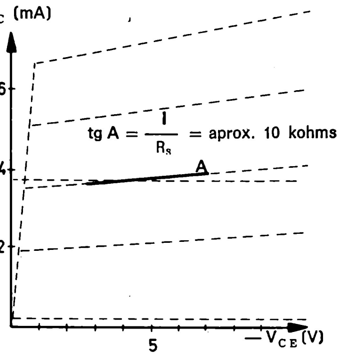
En la familia de características de entrada, los ejes de corriente y tensión están graduados respectivamente en centenas de μA y decenas de voltios; el valor medio de la **resistencia de entrada** de este tipo de montaje es pues del orden de la centena de millares de ohmios (figura 250, *a*).

Las características de un transistor en circuito de colector común están muy inclinadas, aproximándose a la posición vertical. En estas condiciones, la resistencia de salida es escasa (del orden de la centena de ohmios) (figura 250, *b*).



resistencia de salida

Fig. 246



resistencia de entrada

Fig. 247

## circuito de colector común

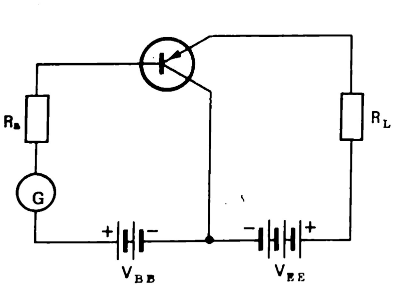
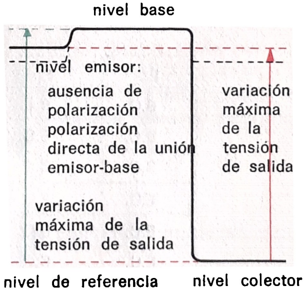

$R_s$
G
$R_L$
+
−
−
+
$V_{BB}$
$V_{EE}$

Fig. 248


nivel base
nivel emisor:
ausencia de polarización
polarización directa de la unión emisor-base
variación máxima de la tensión de salida
variación máxima de la tensión de salida
nivel de referencia
nivel colector

ausencia de polarización
polarización inversa
de la unión
base-colector

Fig. 249

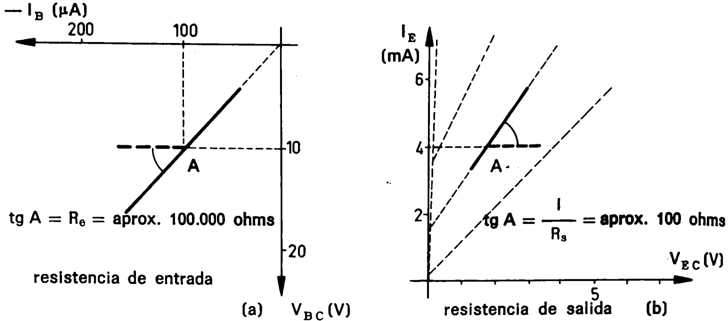


Fig. 250

| parámetro montaje | B.C. | E.C. | C.C. |
|---|---|---|---|
| $G_c$ | $\neq 1$ | $\gg 1$ | $\gg 1$ |
| $G_v$ | $\gg 1$ | $\gg 1$ | $\neq 1$ |
| $G_p$ | $\gg 1$ | $\gg \gg 1$ | $\gg 1$ |
| $R_e$ | aprox. 50 ohms | aprox. 1 kohm | aprox. 100 kohm |
| $R_s$ | aprox. 1 Mohm | aprox. 10 kohm | aprox. 100 ohm |
| f($G_c$) | 400 kHz | 15 kHz | 15 kHz |

Fig. 251

| Et. 1 | Et. 2 | RC | transf. |
|---|---|---|---|
| B.C. | B.C. | no | sí |
| B.C. | E.C. | no | sí |
| B.C. | C.C. | sí (posibilidad como adaptador) | sí |
| E.C. | E.C. | no | sí |
| E.C. | B.C. | sí (c. corriente) | sí |
| E.C. | C.C. | sí (c. tensión) | sí |
| C.C. | B.C. | sí (c. por tensión) | sí |
| C.C. | E.C. | sí (posibilidad como adaptador) | sí |
| C.C. | C.C. | no | sí |

Fig. 252

El cuadro representado en la figura 251 resume perfectamente las diversas conclusiones que hemos podido deducir en el curso de este estudio; es cierto ahora que la ganancia de potencia, netamente más importante en el circuito de emisor común con relación a los otros dos, es la causa del empleo casi exclusivo de este circuito en audiofrecuencia (señales débiles).

En la parte inferior del cuadro hemos hecho intervenir un nuevo elemento: la frecuencia de corte de la ganancia de corriente. Si respetásemos las condiciones de ganancia compuesta de potencia máxima, esta notación sólo presentaría una importancia relativa; el control adaptado rige ante todo en las frecuencias altas, por la frecuencia de corte de la pendiente (claramente superior a la anterior).

En la práctica, algunas ventajas del acoplo *RC* hacen preferirlo a menudo al transformador; los transistores que constituyen los pasos intermedios se situarán casi siempre en condiciones iterativas de funcionamiento. Estas últimas implican un claro control por corriente de los transistores, por lo que no se puede despreciar esta noción de frecuencia de corte de la ganancia de corriente.

El problema de los acoplos será tratado en el apartado siguiente; pero hemos preferido agrupar en un segundo cuadro, de forma que asociemos los diferentes argumentos relativos a la elección del circuito, las consideraciones generales de control del segundo transistor. La figura 252 representa, para la asociación de dos pasos, los medios de enlace utilizables en todos los circuitos posibles de los dos transistores.

En cuanto a los problemas de la ganancia compuesta de potencia, es preferible siempre evitar un fuerte control por tensión o un claro control por corriente; la curva que representa las variaciones de ganancia compuesta de potencia de un paso en función de la resistencia de excitación indica el mayor valor de la ganancia cuando $R_a = R_e$.

La posibilidad de empleo del acoplo *RC* entre dos pasos equipados con transistores en circuito de emisor común (ventaja que se añade a la ganancia de potencia) hace que éste sea utilizado en el 99 % de los casos para los pasos intermedios de una cadena de amplificación de audiofrecuencia; no hay que olvidar, sin embargo, las posibilidades de débil o fuerte impedancia de entrada de los circuitos de base y colector comunes; estas particularidades serán interesantes para el paso de entrada.

## 3.3. Elección del sistema de acoplo

Se utilizan tres sistemas de acoplo para asociar dinámicamente varios pasos: por *RC*, por transformador y el directo.

No trataremos del tercer sistema, dado el poco interés que presenta en lo que se refiere a la amplificación de audiofrecuencia, y además los problemas que plantea su realización necesitarán un estudio muy completo.

### *Acoplo por RC*

Si se consideran dos pasos amplificadores equipados con transistores (1 y 2 en la figura 253), el condensador que une la salida del primero con la entrada del segundo forma con las resistencias de entrada del segundo transistor y de salida del primero un acoplo *RC*.

En una obra anterior ("Diodos y Transistores, Teoría general") hemos abordado gráficamente los problemas que plantea tal circuito, haciendo hincapié en las diferentes nociones de recta de carga dinámica y estática, así como en el proceso de investigación de la posición óptima del punto de reposo. Pero este método sólo es cualitativo y considera exclusivamente la potencia máxima que debe transmitir el transistor 1 al 2 con el mínimo de distorsión. En realidad, otros criterios no menos importantes nos obligan a desarrollar cuantitativamente las nociones fundamentales necesarias para establecer tal sistema de acoplo.

Estas son dos:

— respuesta de frecuencia,

— rendimiento.

### Respuesta de frecuencia

Además del condensador que constituye el tipo de acoplo estudiado, hay otros elementos (condensador o efecto capacitativo) que originan una atenuación de la ganancia en los extremos de la banda de frecuencia amplificada.

En el circuito de la figura 253 desarrollaremos sucesivamente la influencia del condensador de acoplo y la del conectado en serie con el emisor en las frecuencias más bajas; en las más elevadas haremos intervenir la capacidad de entrada del transistor número 2.

### Influencia del condensador de acoplo sobre la respuesta de frecuencia

Este condensador sólo interviene en las frecuencias más bajas que se han de transmitir. De la figura 253 deducimos un esquema equivalente al conjunto de los dos pasos; en este nuevo conjunto, representado en la figura 254, los circuitos de salida del primer paso y de entrada del segundo se definen eléctricamente partiendo de los parámetros *h* de cada transistor.

En tal conjunto, ¿cuáles son los elementos "resistencia" y "condensador" que forman el acoplo *RC*?

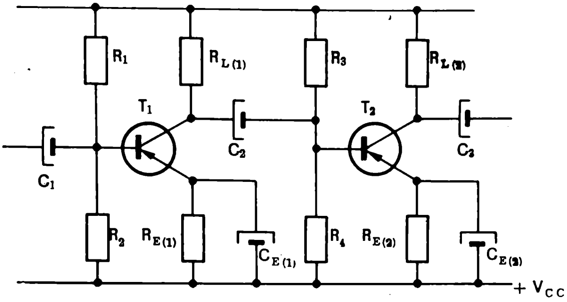

R1
RL(1)
R3
RL(2)
T1
T2
C1
C2
C3
R2
RE(1)
CE(1)
R4
RE(2)
CE(2)
+ VCC

Fig. 253

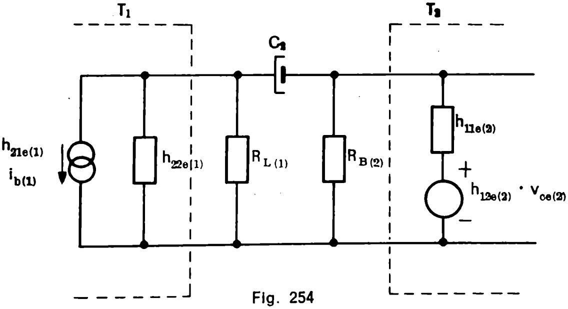

T1
T2
C2
h21e(1)
ib(1)
h22e(1)
RL(1)
RB(2)
h11e(2)
+
h12e(2) · vce(2)
−

Fig. 254

## Influencia del condensador de acoplo

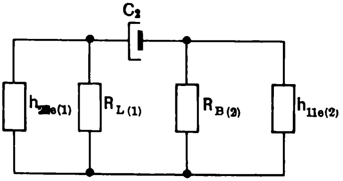

$C_2$
$h_{22e(1)}$
$R_{L(1)}$
$R_{B(2)}$
$h_{11e(2)}$

Fig. 255

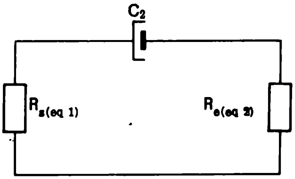

$C_2$
$R_{s(eq\ 1)}$
$R_{e(eq\ 2)}$

Fig. 256

## influencia del condensador en serie en el emisor

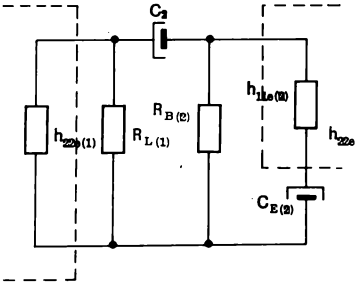

$C_2$
$h_{22e(1)}$
$R_{L(1)}$
$R_{B(2)}$
$h_{11e(2)}$
$h_{22e(1)}$
$C_{E(2)}$

Fig. 257

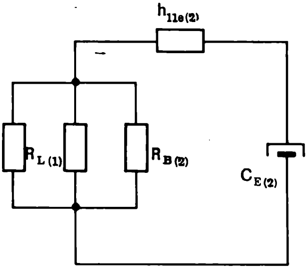

$h_{11e(2)}$
$R_{L(1)}$
$R_{B(2)}$
$C_{E(2)}$

Fig. 258

Solamente el condensador $C_2$ define el elemento capacitativo; por lo contrario, la resistencia equivalente al conjunto se determina mediante la asociación en serie de grupos de dos resistencias en paralelo cada uno (figura 255). El circuito *RC* se puede presentar, pues, en una forma simplificada (fig. 256); en este caso $C_2$ define el condensador y $R_{eq.}$ la resistencia o sea:

$$R_{eq.} = \frac{R_{B(2)} \cdot h_{11e(2)}}{R_{B(2)} + h_{11e(2)}} + \frac{\frac{1}{h_{22e(1)}} \cdot R_{L(1)}}{\frac{1}{h_{22e(1)}} + R'_{L(1)}}.$$

En tal circuito, la ganancia bajará 3 dB (0,707 en relación a su valor en las frecuencias medias) cuando la reactancia sea igual a la resistencia total efectiva del circuito: $1/C_2\omega = R_{eq.}$, lo que da una frecuencia de corte (frecuencias bajas): $F = 1/2\pi C_2 R_{eq.}$

*Influencia del condensador conectado en serie en el emisor*

Hemos adoptado en nuestro montaje un circuito de estabilización por puente de base y resistencia en el emisor; el papel del condensador $C_{E(2)}$ consiste sobre todo en evitar el efecto de reacción negativa en régimen dinámico. En frecuencias muy bajas, la impedancia debida a este condensador no es despreciable, produciéndose entonces una reacción negativa y como consecuencia una caída de la ganancia del paso.

En el nuevo esquema equivalente de la figura 257, el circuito *RC* se halla perfectamente señalado. Para simplificar el resultado hemos representado el circuito de entrada del transistor 2 por la asociación en serie de una resistencia y un condensador, sabiendo que el efecto puramente resistivo está determinado cuantitativamente por $R_e = r_b + (1 + \beta) r_e$ y el efecto capacitativo por $C_e = C_E/(\beta + 1)$.

Nuestro nuevo circuito tendrá una frecuencia de corte determinada por la igualación de la reactancia con la resistencia total del circuito (fig. 258), o sea:

$$\frac{(\beta + 1)}{\omega C_E} = R_e + R_{tot.\ ext.} \text{ sabiendo que } \frac{1}{R_{tot.\ ext.}} = \frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{h_{22e\ (1)}}.$$

Esta nueva frecuencia de corte está determinada por la relación:

$$F_{CE} = \frac{(\beta + 1)}{2\pi C_E (R_e + R_{tot.\ ext.})}$$

La frecuencia de corte así definida se puede comparar a una frecuencia límite de empleo hacia las frecuencias bajas; para establecer un proyecto, no habrá que olvidar la frecuencia de corte debida al condensador de acoplo.

### Influencia de la capacidad de entrada

En el estudio del esquema equivalente no hemos tenido en cuenta los efectos capacitativos del interior del transistor; estos fenómenos serán detallados en el tomo dedicado a la radiofrecuencia.

De los estudios efectuados en el primer libro, resulta que el circuito de entrada del transistor 2 comprende dos resistencias en serie ($r_{bb'}$ y $r_{b'e}$); en paralelo con esta última se encuentra la capacidad de entrada del transistor, $C_{b'e}$ (fig. 259).

En frecuencias medias y bajas, la impedancia de la rama capacitativa es muy grande con relación a $r_{b'e}$; en estas condiciones, toda la parte activa de la corriente atraviesa la resistencia.

Cuando la frecuencia aumenta, la impedancia de la rama capacitativa es muy grande con relación a $r_{b'e}$; en estas condiciones, toda la parte activa de la corriente atraviesa la resistencia.

Cuando la frecuencia aumenta, la impedancia de la rama capacitativa disminuye. Se podría demostrar que el valor de la corriente que atraviesa la resistencia $r_{b'e}$ cae 3 dB con relación a su valor en las frecuencias medias (suponiendo una corriente constante en todas las frecuencias) cuando la reactancia de la rama capacitativa es igual a la resistencia $r_{b'e}$;

$$\frac{1}{\omega\, C_{b'e}} = r_{b'e} = (\beta + 1) r_e$$

y:

$$F_{C_e} = \frac{1}{2\pi\, C_{b'e}\,(\beta + 1)\, r_e}.$$

Esta frecuencia de corte corresponde a una frecuencia límite hacia las frecuencias elevadas.

### Influencia de la frecuencia de corte de la ganancia de corriente

La ganancia de corriente de un transistor no es constante cuando varía la frecuencia: Se podría demostrar además que esta ganancia disminuye al aumentar la frecuencia (este fenómeno se define por la frecuenca de corte de la ganancia de corriente). Dado que los pasos intermedios de una cadena de amplificación de audiofrecuencia se hallan casi siempre en condiciones iterativas de funcionamiento, estos transistores están controlados prácticamente por corriente. La frecuencia de corte correspondiente es, por tanto, un límite que raramente se puede sobrepasar. En el circuito de emisor común, la frecuencia de corte de la ganancia de corriente es relativamente baja ($f_{(G_e)}$ del orden de 10 kHz).

### *Rendimiento de un acoplo RC*

El rendimiento de un acoplo *RC* se define por la relación que existe entre la potencia alterna transmitida a la utilización y la suministrada por la fuente.

La potencia transmitida a la utilización (entrada del transistor 2) está dada por la relación (figura 260): $P_u = \frac{(v_{ce})^2\, G_u}{2}$.

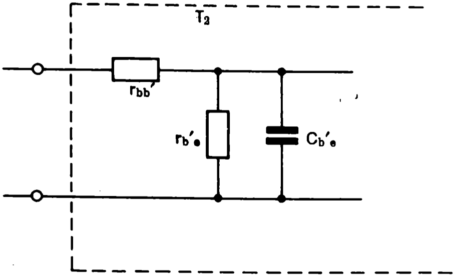

T₂
rbb'
rb'e
Cb'e

Fig. 259

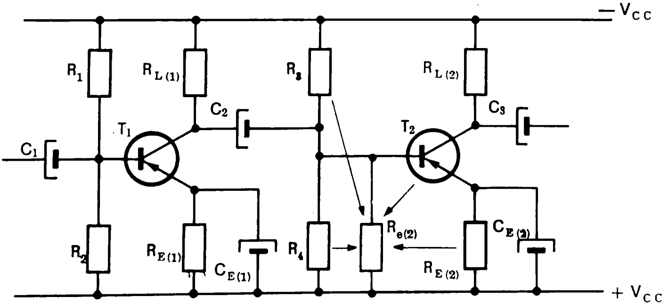
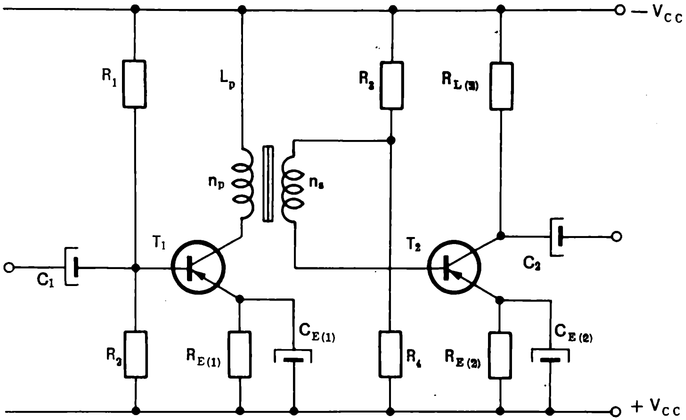

— Vcc
R1
RL(1)
R3
RL(2)
C2
C3
T1
T2
C1
R2
RE(1)
CE(1)
R4
Re(2)
CE(2)
RE(2)
+ Vcc

Fig. 260

### acoplo por transformador



R$_1$
L$_p$
R$_3$
R$_{L(2)}$
— V$_{CC}$
n$_p$
n$_s$
T$_1$
T$_2$
C$_1$
C$_2$
C$_{E(1)}$
C$_{E(2)}$
R$_2$
R$_{E(1)}$
R$_4$
R$_{E(2)}$
+ V$_{CC}$

Fig. 261

La potencia aplicada por la fuente al transistor considerado está dada por la suma de las potencias continuas disipadas en el transistor y en la resistencia de carga en continua, $R_L$:

$$P_B = V_{CE} \cdot I_C + \frac{I^2_C}{G_L}.$$

La relación entre estas dos cantidades define el rendimeinto buscado:

$$\eta = \frac{P_u}{P_B} = \frac{G_L \cdot G_u}{(G_L + I_C/V_{CE} + I_C/V^2_{CE})^2}.$$

Cuando el punto de reposo se sitúa en medio de la recta de carga:

$$\frac{I_C}{V_{CE}} = G_L + G_u$$

el rendimiento en estas condiciones se hace igual a:

$$\eta = \frac{G_u \cdot G_L}{2\,(2\,G^2_L + G_L\,G_u + G^2_u)}.$$

El valor máximo del rendimiento se obtiene cuando la resistencia de carga en continua es igual al doble de la resistencia de carga dinámica ($R_L = R_u \cdot \sqrt{2}$); en estas condiciones el rendimiento no excede del 8,6 %.

Es también muy interesante determinar el valor óptimo de la tensión de batería que corresponde a este máximo de rendimiento:

$$V_{CC} = V_{CE} \cdot 2\sqrt{2}.$$

En conclusión, el acoplo por *RC* tiene como ventaja su sencillez; en contrapartida, las pérdidas de ganancia debidas a las desadaptaciones necesitan el empleo de más pasos que en el caso de acoplo por transformador, que estudiaremos a continuación (en la práctica, tres pasos con acoplo *RC* dan una ganancia casi idéntica a la que se obtiene mediante dos con acoplo por transformador).

### *Acoplo por transformador*

El transformador presenta la ventaja de adaptar perfectamente las impedancias conectadas a sus bornes; en el caso de varios pasos acoplados por transformador se admite que cada transistor se encuentra en condiciones muy próximas a la adaptación óptima (impedancias reflejadas de carga y excitación).

La resolución gráfica y las nociones de impedancia de carga estática y dinámica se indican en la familia de características de entrada y salida de un transistor (fig. 261).

Además de esta solución gráfica, hay que determinar cuantitativamente la influencia del transformador de acoplo en la curva de repuesta de frecuencia del paso.

En la fig. 261, $n_p$ y $n_s$ representan, respectivamente, el número de espiras del primario y del secundario del transformador. $L_p$ determina la inductancia del primario.

La frecuencia de corte hacia las frecuencias bajas (o *frecuencia mínima*) está dada entonces por la relación (fig. 262):

$$F_{\text{min.}} = \frac{1}{2\,\pi\,L_p\,((n_p/n_s)^2\,G_L + h_{22e})}$$

Si la inductancia del primario influye en la respuesta de frecuencia del amplificador en las proximidades de las frecuencias bajas, la inductancia de fuga (reactancia de dispersión) modifica el comportamiento del amplificador en las frecuencias elevadas.

La frecuencia de corte hacia las frecuencias elevadas (*frecuencia máxima*) está dada por:

$$F_{\text{max.}} = \frac{1/h_{22e} + (n_p/n_s)^2\,R_L}{2\,\pi\,L_s}$$

donde $L_s$ representa la inductancia de fuga (pérdidas) entre primario y secundario.

Esta noción de frecuencia de corte máxima es muy importante, porque la frecuencia de corte de la ganancia de corriente presenta mucho menos interés en el caso de un acoplo por transformador, ya que el transistor está prácticamente en control adaptado, lo que sobreentiende un sistema de control por corriente y tensión a la vez (la frecuencia de corte de la pendiente es entonces bastante mayor).

Es difícil situar el transistor en perfecto control adaptado, pero es interesante conocer los valores de las impedancias reflejadas correspondientes a esta adaptación.

La impedancia vista desde el primario (o impedancia de carga dinámica del colector) está dada por la relación:

$$R_{L(d)} = \frac{\sqrt{1 - \alpha \cdot \mu \cdot g_{11e(2)}}}{g_{11e(2)}}.$$

La impedancia vista desde el secundario (o impedancia de ataque del segundo transistor) está dada por:

$$R_a = \frac{1/h_{22e(1)}}{\sqrt{1 - \alpha\,\mu\,g_{11e(2)}}},$$

sabiendo que

$$g_{11e(1)} = \frac{1}{h_{22e(1)}}.$$

*Rendimiento*

El rendimiento de dos pasos acoplados por transformador es casi siempre superior al que hemos hallado con el acoplo *RC*; veremos detalladamente este problema en el estudio del régimen de señales fuertes.

En conclusión, el acoplo por transformador, además de la posible y perfecta adaptación (ganancia compuesta de potencia máxima) se utiliza relativamente poco en régimen de audiofrecuencia; las dimensiones considerables necesarias para una buena respuesta de frecuencia están en contradicción con el reducido volumen de los transistores.

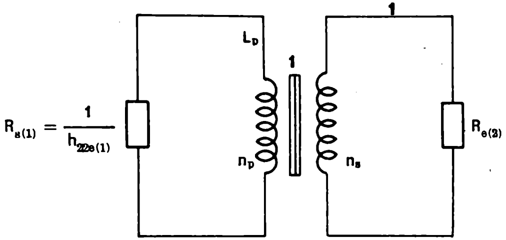

$R_{s(1)} = \frac{1}{h_{22e(1)}}$
$L_p$
1
1
$n_p$
$n_s$
$R_{e(2)}$

Fig. 262

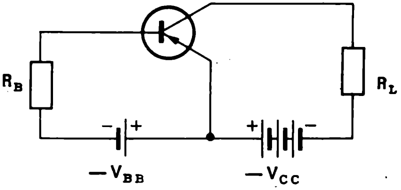

$R_B$
$R_L$
− +
+ −
$-V_{BB}$
$-V_{CC}$

Fig. 263

### 3.4. Elección de los circuitos de estabilización y polarización

Uno de los problemas más importantes consiste en determinar, para el paso en proyecto, el circuito de estabilización e igualmente el de polarización conveniente para su mejor comportamiento cuando varía la temperatura.

¿Cuál es el elemento al que se hallan ligados los diferentes circuitos? Cuantitativamente, se le define por "factor de estabilidad". La literatura especializada nos ha acostumbrado a numerosas definiciones de este factor, por lo que trataremos de calcular, más sencillamente, el término que mejor corresponda al tipo de aplicaciones tratado en este capítulo.

Si consideramos un transistor con emisor común (fig. 263), la corriente de colector o de salida está dada por la relación:

$$I_C = \beta \cdot I_B + I_R.$$

En tal ecuación $I_R$ representa la corriente residual, sabiendo que esta última es siempre inferior a la $-I_{CBO}$ (influencia de la resistencia de ataque en continua); esta corriente es ante todo función de la corriente inversa de la unión colector base ($-I_{CBO}$).

Cuando aumenta la temperatura, la corriente de colector $I_C$ tiende a aumentar y es este aumento el que hay que tratar de evitar. En la fórmula anterior, ¿cuáles son los factores origen de esta tendencia a aumentar de la corriente del colector?

La corriente inversa de la unión colector-base ($-I_{CBO}$) se duplica con una elevación de temperatura de 10° C. Este aumento ocasiona una variación muy grande de la corriente $I_R$ y por tanto un crecimiento no despreciable de la corriente de colector.

La corriente de base está ligada directamente al valor de la tensión base-emisor; hemos demostrado en el primer libro que en el caso de un franco control por tensión, en régimen continuo del transistor, el desplazamiento de la característica de entrada provoca un aumento de la corriente de base para una misma tensión base-emisor. La multiplicación de esta variación por la ganancia de corriente del transistor se traduce, en consecuencia, por una gran variación de la corriente de colector.

La ganancia de corriente es también sensible a las variaciones de temperatura. Este aumento se añade a las diferentes variaciones que son la causa del aumento de $I_C$.

Sin embargo, aparte de los problemas que se relacionan con la inestabilidad de los transistores con la temperatura, no hay que olvidar las dispersiones relativamente importantes de sus características. Es verdaderamente difícil garantizar para dos transistores idénticos dos ganancias de corriente absolutamente iguales en las mismas condiciones de polarización (ocurre igual con los demás parámetros: resistencias de entrada, de salida, etc.).

El objeto de los circuitos de estabilización, que no son otra cosa que circuitos de reacción negativa en régimen continuo, no es el de evitar exclusivamente el ruido térmico de la unión colector-base (el riesgo es muy pequeño en régimen de señales débiles), sino más el de limitar las variaciones de los diversos parámetros del transistor.

Los factores que hemos indicado no parecen orientarnos hacia una definición sencilla del factor de estabilidad.

En la mayoría de los casos, raramente se encuentra el transistor en régimen de control por tensión (régimen continuo); la resistencia equivalente al conjunto de los elementos que forman el circuito de polarización es con frecuencia claramente superior a la resistencia de entrada del transistor. En estas condiciones es preferible considerar solamente las variaciones de corriente residual (corriente inversa de la unión colector-base, $I_{CBO}$).

El factor de estabilidad se puede definir por la relación que existe entre la variación de la corriente de colector y el aumento de la corriente inversa de la unión colector-base:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}}.$$

Cálculo del factor de estabilidad

Examinemos el circuito representado en la figura 204. El circuito de estabilización utilizado consiste en colocar una resistencia entre el colector y la base del transistor.

En tal circuito, la tensión de alimentación está dada por la relación:

$$V_{CC} = R_L (I_C + I_B) + R_B \cdot I_B;$$

La tensión base-emisor se desprecia intencionadamente.

La corriente de colector es igual a:

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO}$$

(véase el esquema equivalente del transistor en la figura 265) ya que: $I_E = I_C + I_B$; sustituyamos este valor de $I_E$ en la ecuación anterior:

$$I_C = \alpha (I_C + I_B) + I_{CBO}.$$

Saquemos ahora el valor de $I_B$:

$$I_B = \frac{I_C (1 - \alpha) - I_{CBO}}{\alpha} = \frac{I_C (1 - \alpha)}{\alpha} - \frac{I_{CBO}}{\alpha}.$$

Sabiendo que: $\frac{1 - \alpha}{\alpha} = \beta$, la relación anterior queda en la forma:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} - \frac{I_{CBO}}{\alpha},$$

en extremo importante, que reúne cuantitativamente las propiedades del transistor.

Sustituyamos $I_B$ por su valor en la ecuación de $V_{CC}$:

$$V_{CC} = R_L \cdot I_C + \left(\frac{I_C}{\beta} - \frac{I_{CBO}}{\alpha}\right) (R_L + R_B)$$

y

$$V_{CC} = I_C \left(R_L + \frac{R_L + R_B}{\beta}\right) - \frac{I_{CBO}}{\alpha} (R_L + R_B).$$

estabilización por una resistencia en serie en la base

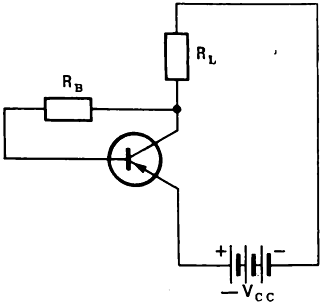


Fig. 264

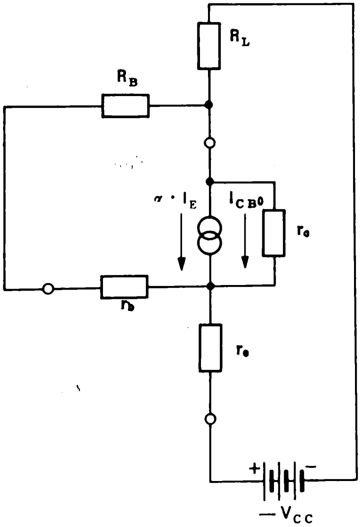

R_L
R_B
α · I_E
I_CB0
r_c
r_b
r_e
+
−
−V_CC

Fig. 265

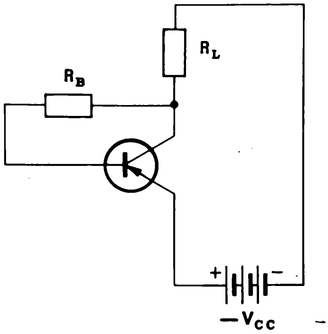


Fig. 266

la corriente de colector es igual a:

$$I_C = \frac{V_{CC} + \dfrac{I_{CBO}}{\alpha}(R_L + R_B)}{R_L + \dfrac{R_L + R_B}{\beta}}.$$

Examinemos ahora el denominador de esta ecuación:

$$R_L + \frac{R_L + R_B}{\beta} = R_L\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + \frac{R_B}{\beta}.$$

Como $\beta = \dfrac{\alpha}{1 - \alpha}$, este denominador se puede presentar en la forma:

$$R_L\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + \frac{R_B}{\beta} = \frac{R_L + R_B(1 - \alpha)}{\alpha}.$$

En cuanto al numerador de esta ecuación:

$$V_{CC} + \frac{I_{CBO}}{\alpha}(R_L + R_B) \# \frac{\alpha V_{CC} + I_{CBO}(R_L + R_B)}{\alpha}.$$

En estas condiciones, la corriente de colector está dada por la nueva relación:

$$I_C = \frac{V_{CC} + I_{CBO}(R_L + R_B)}{R_L + R_B(1 - \alpha)}$$

y separando el término en $I_{CBO}$ del segundo miembro de la ecuación:

$$I_C = \frac{\alpha V_{CC}}{R_L + R_B(1 - \alpha)} + I_{CBO} \cdot \frac{R_L + R_B}{R_L + R_B(1 - \alpha)}.$$

La corriente de colector está pues ligada a la inversa de la unión base-colector por medio del término:

$$\frac{R_L + R_B}{R_L + R_B(1 - \alpha)}$$

Un aumento de $I_{CBO}$, con la temperatura por ejemplo, será multiplicado por este factor para expresar el aumento correspondiente de la corriente de colector, $I_C$. En consecuencia, el factor de estabilidad queda definido por este cociente:

$$S = \frac{R_L + R_B}{R_L + R_B(1 - \alpha)}$$

Con el fin de reducir al mínimo la influencia de la corriente residual sobre la de colector y para obtener la mejor estabilización posible de los parámetros del transistor, será necesario elegir el valor menor posible para el factor de estabilidad.

$$\Delta I_C = S \cdot \Delta I_{CBO}.$$

La elección de este valor mínimo es, sin embargo, función de las tolerancias más o menos grandes que se pueden admitir en el paso en proyecto; es cierto, que si el transistor se sitúa en las proximidades de las impedancias reflejadas (máxima ganancia de potencia), será necesario estabilizar con más eficacia el transistor que si el paso considerado se halla en condiciones iterativas, siempre que no se considere nada más que el régimen de señales débiles.

Valor mínimo del factor de estabilidad (condiciones óptimas de estabilización).

$$S = \frac{R_L + R_B}{R_L + R_B - \alpha R_B},$$

dividamos numerador y denominador por $(R_L + R_B)$:

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \dfrac{R_B}{R_L + R_B}}.$$

De esta nueva presentación del factor de estabilidad resulta que este último alcanzará su valor mínimo cuando $R_B/(R_L + R_B)$ sea igual a 0 $(R_B = 0)$; en estas condiciones, $S_{\text{min.}} = 1$.

Valor máximo del factor de estabilidad (ausencia total de estabilización).

Volvamos a la ecuación del factor de estabilidad:

$$S = \frac{R_L + R_B}{R_L + R_B(1 - \alpha)}.$$

Sabiendo que $\beta = \dfrac{\alpha}{1 - \alpha}$, que es poco diferente de $\dfrac{1}{1 - \alpha}$, se puede escribir:

$$S = \frac{R_L + R_B}{R_L + \dfrac{R_B}{\beta}} = \beta \cdot \frac{R_L + R_B}{\beta R_L + R_B}.$$

Dividiendo numerador y denominador por $R_B$:

$$S = \beta \cdot \frac{1 + \dfrac{R_L}{R_B}}{1 + \beta \dfrac{R_L}{R_B}}.$$

Un valor nulo de la relación $R_L/R_B$ corresponde a uno máximo del factor de estabilidad; en estas condiciones: $S_{\text{max.}} = \beta$.

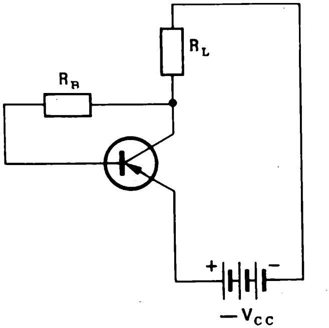


Fig. 267

**estabilización por una resistencia en serie en el emisor combinada con un puente en la base**

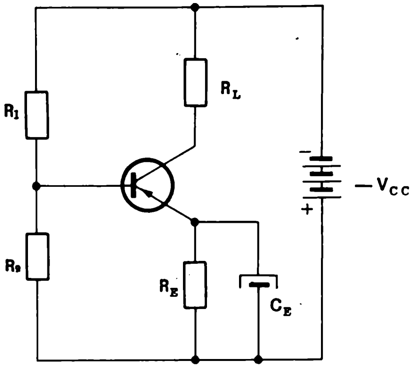

R1
R2
RL
RE
CE
−
+
−Vcc

Fig. 268

Una resistencia de carga de colector nula o la ausencia de resistencia entre colector y base corresponden prácticamente a la carencia de estabilización del transistor.

El circuito que acabamos de estudiar presenta el inconveniente de no ser siempre muy eficaz; el valor mínimo del factor de estabilidad anteriormente definido presupone quizás una limitación óptima de las variaciones de corriente de colector en función de un aumento de la corriente residual; sin embargo, la disminución de la resistencia $R_B$, que es la causa, implica una rotación de la recta de ataque en continua sobre la familia de características de entrada del transistor; el aumento de la corriente de colector debida a la traslación de esta característica nos obliga en este caso a tener en cuentra un segudo factor de estabilidad:

$$s = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}.$$

En la práctica, la resistencia de base ($R_B$) sirve simultáneamente de resistencia de polarización y su valor en la práctica nos viene impuesto; dado el pequeño valor de la corriente de base, esta resistencia es claramente superior a la de entrada del transistor.

### Estabilización por puente de base y resistencia serie en el emisor.

No vamos a repetir la demostración necesaria para la definición cuantitativa del factor de estabilidad correspondiente a este caso; sólo pondremos el resultado.

Si se considera el circuito de la figura 268 y teniendo en cuenta los elementos internos del transistor (resistencia $r_{bb'}$ y $r_e$, respectivamente, en las ramas de base y colector), el factor de estabilidad queda en la forma:

$$S = \frac{R_B + R_E}{R_B(1 - \alpha) + R_E}$$

**En esta relación:**

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Existen muchos sistemas de estabilización: el cálculo de los factores de estabilidad correspondientes a cada uno de los circuitos deberá basarse en el método desarrollado en el primero de ellos.

El establecimiento de los circuitos de polarización y estabilización es, sobre todo, función de la posición del punto de reposo en el conjunto de familias de características del transistor. Para esto, hay que definir las consideraciones generales que podrán guiarnos en el cálculo de los diferentes elementos que constituyen estos circuitos.

## 3.5. Elección del punto de reposo

La elección del punto de reposo ocupa un lugar importante en las diferentes etapas que tendremos ocasión de desarrollar en la discusión de un proceso relativo al establecimiento de un proyecto de amplificador transistorizado, funcionando en régimen de señales débiles.

### *Consideraciones generales*

Estas consideraciones son cinco:

— Nivel de señal: cualquiera que sea la amplitud de la señal que haya de ser recogida en el circuito de salida del paso, el punto de reposo se elegirá siempre de forma que:

— la distorsión sea mínima,
— el rendimiento sea máximo.

— Variaciones con la temperatura: es necesario acordarse siempre que si en régimen de señales débiles los problemas de disipación en el colector son menos críticos, las variaciones de temperatura llevan siempre consigo otras del valor de los parámetros del transistor.

— Potencia máxima disipada en el colector: esta consideración tiene importancia sólo en el caso de régimen de señales débiles.

— Valores de las impedancias de entrada y salida: hemos demostrado, en el estudio de los parámetros del transistor, que la corriente de colector y la tensión colector-emisor influían directamente en el valor de estos parámetros; las curvas que representan sus variaciones son, pues, prácticamente indispensables.

— Ruido: el estudio del ruido ocasionado por un transistor es muy complejo. En el caso de señales débiles, este factor no es despreciable y se corre el riesgo de que el ruido debido al transistor sea más importante que la propia señal amplificada. Por esta razón dedicaremos un capítulo, en lo posible muy sencillo, a este problema.

### *Determinación práctica de los circuitos de estabilización y polarización*

La elección del punto de reposo implica el empleo de familias características del transistor (fig. 269).

1) Definir la potencia máxima que el transistor considerado debe suministrar al paso siguiente (o a la utilización). En régimen de señales débiles este punto tiene menos importancia.

2) Determinar los valores de $-V_{CE}$ y $-I_C$ (teniendo en cuenta los problemas de rendimiento y distorsión). En régimen de señales muy débiles no situar el punto de reposo en las regiones de la característica de transferencia de corriente en que la ganancia correspondiente es muy pequeña.

3) Definir las condiciones de temperatura ambiente límite de funcionamiento (sin olvidar que la temperatura de la unión es siempre ligeramente superior a la ambiente).

4) Elegir el método de estabilización. Hemos insistido, particularmente, en que en ciertos circuitos (pasos de gran ganancia, por ejemplo) era muy

elección de la posición del punto de reposo

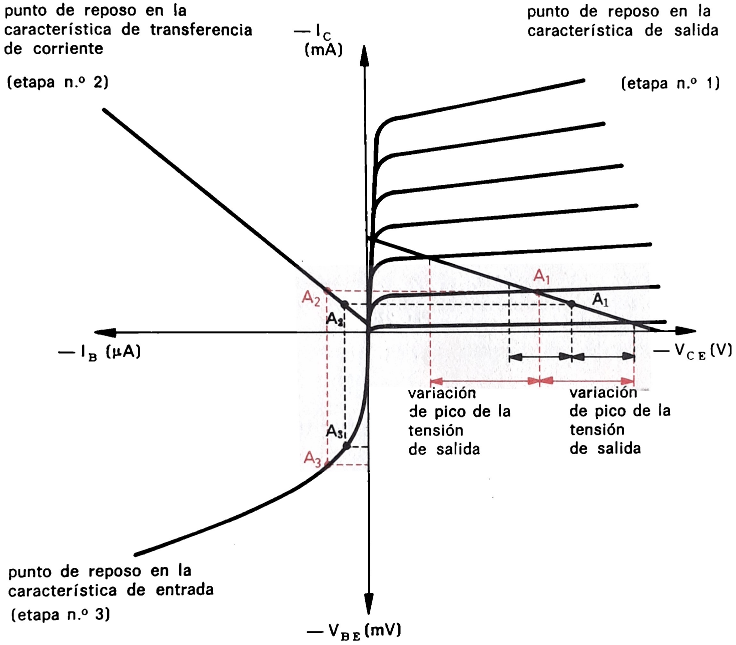

punto de reposo en la característica de transferencia de corriente
(etapa n.º 2)
— $I_C$ (mA)
punto de reposo en la característica de salida
(etapa n.º 1)
$A_1$
$A_1$
$A_2$
$A_2$
— $I_B$ (μA)
— $V_{CE}$ (V)
variación de pico de la tensión de salida
variación de pico de la tensión de salida
$A_3$
$A_3$
punto de reposo en la característica de entrada
(etapa n.º 3)
— $V_{BE}$ (mV)

Fig. 269

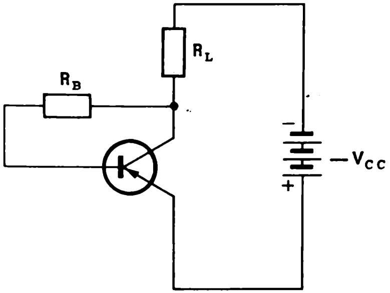


Fig. 270

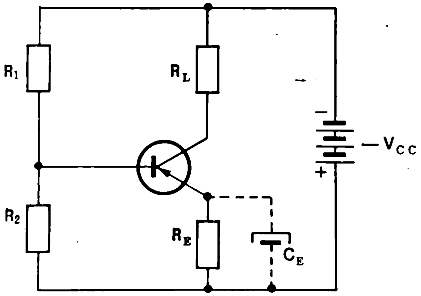

R1
RL
R2
RE
CE
−
+
−Vcc

Fig. 271

importante establecer perfectamente la posición del punto de reposo, por una parte, en función de las variaciones de temperatura, y, por otra, teniendo en cuenta la dispersión de las características del transistor.

La elección del sistema de estabilización depende:

- del circuito utilizado (emisor común, base común o colector común);
- del grado de estabilidad deseado.

5) Incluir todos los elementos de circuito exteriores al transistor (resistencia de carga, etc.).

6) Determinar el valor de los elementos que forman los circuitos de estabilización y polarización; se pueden presentar dos casos:

- estabilización mediante una resistencia entre colector y base (fig. 270); calcular el valor de $R_B$ sabiendo que está ligado al de la corriente de reposo de colector (corriente de base correspondiente), así como a la tensión de alimentación ($V_{CC}$);
- estabilización mediante puente de base con una resistencia en serie con el emisor; calcular los valores de $R_B$ y $R_E$, siendo la primera función de la corriente de base y de la tensión de alimentación, determinándose la segunda partiendo de la máxima caída de tensión admisible en sus bornes.

7) Determinar los valores límites de la corriente de colector y de la tensión colector-emisor. Tener en cuenta las variaciones de las impedancias de entrada y salida, y en su caso los valores máximos tolerados antes de la distorsión, así como de la potencia máxima disipada en el colector.

8) Calcular el factor de estabilidad.

9) Sirviéndose de este factor, calcular los valores máximo y mínimo de la corriente de colector en la gama de las temperaturas elegidas; es interesante utilizar las familias de características para controlar gráficamente los resultados obtenidos por el cálculo. Controlar luego los valores de la tensión colector-emisor correspondientes a las posiciones extremas del punto de reposo.

Hay que tener en cuenta para el cálculo, que la temperatura de la unión es siempre superior a la ambiente ($T_j = T_a + K \cdot P_C$).

10) Si los valores límites de la corriente de colector y de la tensión colector-emisor se salen de las tolerancias fijadas en el cálculo del proyecto, es necesario:

- cambiar el sistema de estabilización;
- tratar de reducir el factor de estabilidad (disminuyendo el valor de la resistencia $R_B$, en el caso del circuito de la figura 270; aumentar el valor de la resistencia $R_E$ en el circuito de la figura 271);
- modificar la posición del punto de reposo y calcular de nuevo el proyecto;
- modificar el valor de los elementos del circuito exterior al transistor (sin olvidar la influencia de la resistencia de carga de colector sobre el comportamiento del circuito).

## 3.6. Ruido de un transistor

En el cálculo del proyecto de un amplificador de audiofrecuencia en régimen de señales muy débiles, no se puede despreciar el ruido ocasionado por el transistor. No vamos a hacer un estudio muy profundo de este fenómeno, sino que nos limitaremos a indicar de forma física sus orígenes y sacar conclusiones interesantes en el terreno práctico (en particular, las curvas de variación de la cifra de ruido en función de la corriente de colector, de la tensión colector-emisor, de la resistencia de ataque y de la frecuencia).

### *Orígenes físicos del ruido*

Estos orígenes se pueden clasificar en tres grandes categorías (fig. 272):

— Ruido debido a la generación permantente de pares de electrones libres y huecos móviles, y a su recombinación.

En el equilibrio térmico, cuando hay corriente, los portadores se generan continuamente y se recombinan a velocidades variables. Este fenómeno provoca variaciones de densidad de portadores que tienen como consecuencia modificaciones de la resistividad del conjunto.

Ruido debido a efectos superficiales

Las fluctuaciones en la rapidez de las recombinaciones en la superficie afectan a las concentraciones de portadores minoritarios en los bordes de las barreras.

Ruido debido a efectos de campo en las uniones

Mientras atraviesan las uniones (particularmente, la unión colector-base), los portadores son acelerados con mucha violencia; estas aceleraciones provocan rápidos impulsos de corriente, que son en parte el origen del ruido producido por el transistor.

A estos tres orígenes hay que añadir la posibilidad de intermodulación entre estos fenómenos; en estas condiciones es muy difícil calcular el porcentaje en que interviene en el fenómeno cada uno de estos orígenes.

### *Definición del ruido*

En ciertas obras se pueden encontrar todavía nociones de resistencia equivalente de ruido y de corriente equivalente de ruido; pero es preferible utilizar una definición más moderna de estos fenómenos, conocida con el nombre de *factor equivalente de ruido* (*F*). Se llama factor equivalente de ruido a la relación que existe entre la potencia total de salida de ruido y la potencia de salida de ruido debida al ruido térmico del generador.

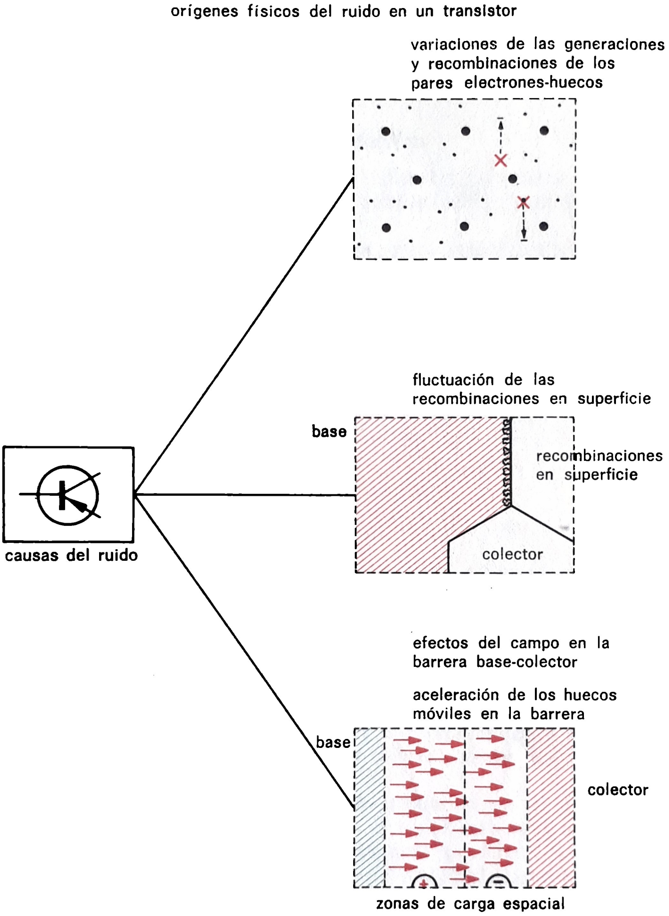

orígenes físicos del ruido en un transistor
variaciones de las generaciones y recombinaciones de los pares electrones-huecos
fluctuación de las recombinaciones en superficie
base
recombinaciones en superficie
colector
causas del ruido
efectos del campo en la barrera base-colector
aceleración de los huecos móviles en la barrera
base
colector
+
−
zonas de carga espacial

Fig. 272

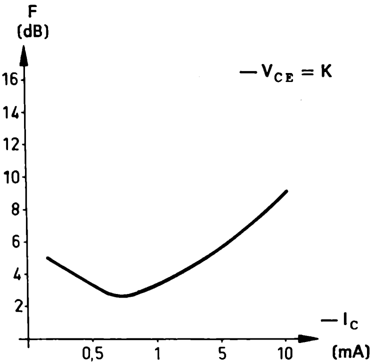


Fig. 273

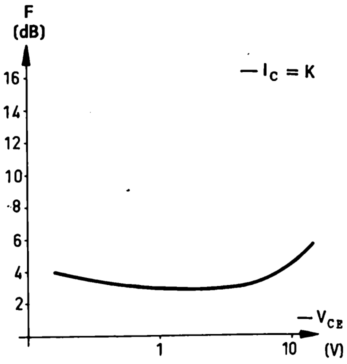


Fig. 274

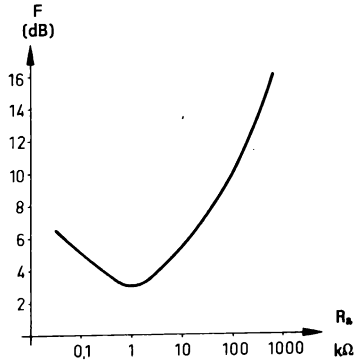
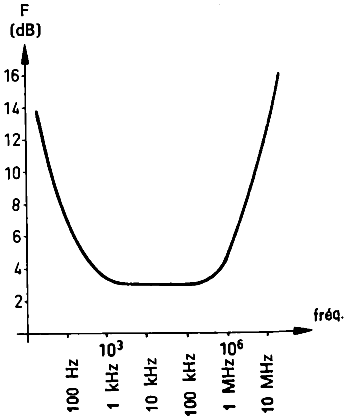


Fig. 275



### *Variaciones del factor de ruido*

El ruido producido por un transistor varía con la corriente de colector, la tensión colector-emisor, la impedancia de la fuente que ataca al paso considerado y la frecuencia de la señal.

### Variaciones del ruido con la corriente de colector

La curva representada en la figura 273 indica las variaciones del factor de ruido de un transistor en régimen de "señales débiles", en función del valor de la corriente de colector.

Es interesante observar que el ruido, que crece rápidamente con la corriente de colector, pasa por un mínimo para un valor de esta corriente comprendido entre 0,5 y 1 mA. La solución, que consistiría en elegir para el punto de reposo una posición lo más baja posible en las características correspondientes cuando el transistor funciona en régimen de señales muy débiles, no es compatible con el aumento del factor de ruido hacia los valores pequeños de la corriente de colector.

Si se busca el mínimo de ruido, es preferible adoptar para el transistor una corriente de reposo de colector comprendida entre 0,5 y 1 mA.

### Variaciones del ruido con la tensión colector-emisor

La curva que representa estas variaciones (fig. 274) demuestra que el problema es menos importante en este caso.

Efectivamente, con las tensiones usuales, el ruido originado por el transistor es sensiblemente constante; por lo contrario, cuando la tensión colector-emisor sobrepasa la docena de voltios, el ruido crece muy rápidamente.

### *Variaciones del ruido con la resistencia de excitación*

El eje de abscisas del gráfico de la figura 275 está en escala logarítmica, con el fin de poder representar los diferentes valores posibles de la resistencia de excitación.

En esta curva se comprueba que el ruido producido por el transistor es mínimo cuando la resistencia de excitación es sensiblemente igual al millar de ohmios, es decir, poco diferente de la resistencia de entrada del transistor. Este valor particular de la resistencia de ataque está perfectamente de acuerdo con la noción de ganancia compuesta máxima de potencia. Esta conclusión es muy importante: la ganancia máxima de potencia y el mínimo del factor de ruido constituyen prácticamente los dos criterios que hay que tener en cuenta en el estudio de un amplificador con transistores funcionando éstos en régimen de señales débiles.

Variaciones del ruido con la frecuencia

La frecuencia de la señal amplificada influye directamente en la cifra de ruido del transistor; la curva representada en la figura 276 facilita las conclusiones siguientes:

En la banda de frecuencias comprendidas entre 1 kHz y 1 MHz el ruido producido por el transistor es relativamente pequeño y sensiblemente constante; en frecuencias bajas el nivel de ruido crece rápidamente, haciéndose incluso muy importante en las frecuencias muy bajas.

Dadas las consideraciones establecidas en este estudio, conviene hacer una síntesis; pero un resumen de los puntos más importantes presentaría menos interés que el establecimiento de un proceso suficientemente exacto, cuyo papel consistiría en ilustrar la sucesión lógica de las diferentes etapas del cálculo de un paso de amplificación transistorizado.

## 3.7. Establecimiento de un amplificador transistorizado (régimen de señales débiles)

Indicaremos solamente las etapas más importantes, relativas al desarrollo de un solo paso amplificador; el cálculo de una cadena de amplificación de audiofrecuencia, haciendo intervenir en los últimos pasos problemas relativos al régimen de señales fuertes, se establecerá al terminar el capítulo de audiofrecuencia.

Para un solo paso es aconsejable seguir el proceso siguiente:

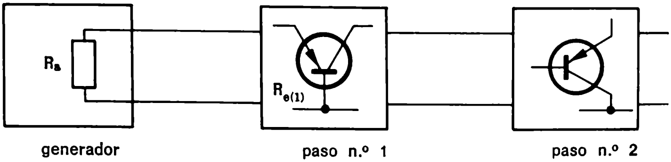
1) Determinar la ganancia máxima de potencia que debe proporcionar el o eventualmente los pasos. Es necesario conocer la potencia media que debe dar la salida del paso, así como el valor medio de la señal disponible a la entrada.

2) Elegir el tipo de circuito. Muy a menudo, la ganancia de potencia más importante del circuito de emisor común hace preferirlo a otros; pero en casos muy particulares pueden prevalecer otras consideraciones sobre la ganancia propia del transistor.

Supongamos que el paso en desarrollo es el de entrada de una cadena de audiofrecuencia; la elección del circuito está entonces supeditada a la impedancia de la fuente, presentándose entonces tres casos posibles:

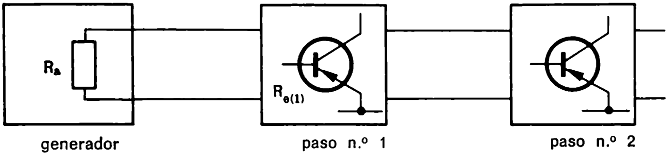
- Impedancia muy pequeña de la fuente (algunas decenas de ohmios); dada la impedancia de entrada de los circuitos de emisor y colector comunes, es preferible el de base común. Siendo así, es posible evitar un fuerte control por tensión, sinónimo de poca ganancia compuesta de potencia. Con el fin de adaptar la gran impedancia de salida de este circuito a la entrada del paso siguiente, que lo será de emisor común, habrá que colocar un paso de colector común entre los dos. Esta situación está resumida en la figura 277 *a*.

pequeña resistencia de excitación


Rₐ
Re(1)
generador
paso n.º 1
paso n.º 2

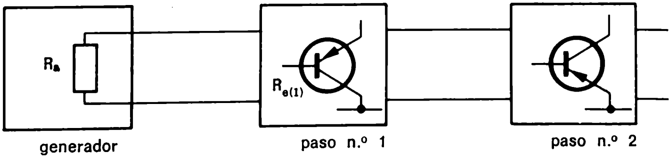
(a)

resistencia de excitación media (del orden del kΩ)


Rₐ
Re(1)
generador
paso n.º 1
paso n.º 2

(b)

gran resistencia de excitación


Rₐ
Re(1)
generador
paso n.º 1
paso n.º 2

(c)

Fig. 277

definición de la carga de un paso

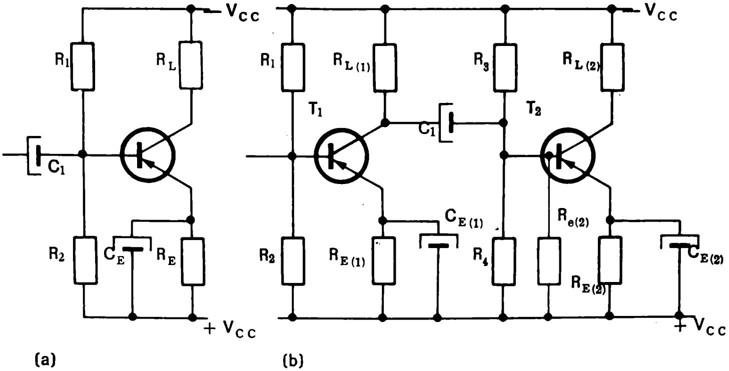

Vcc
R1
RL
C1
R2
CE
RE
+ Vcc
(a)
Vcc
R1
RL(1)
T1
C1
R3
T2
RL(2)
CE(1)
Re(2)
R2
RE(1)
R4
CE(2)
RE(2)
+ Vcc
(b)

Fig. 278

definición de la resistencia de excitación

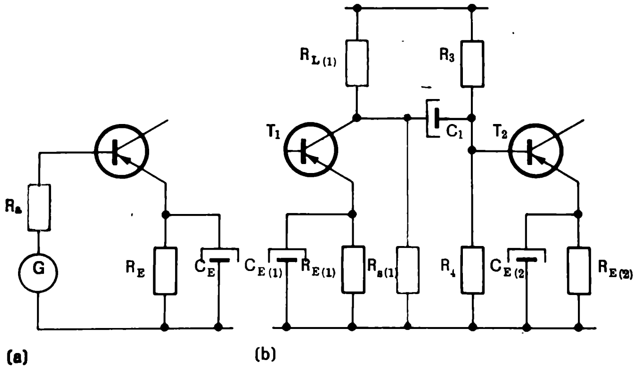

Rs
G
RE
CE
(a)
RL(1)
R3
T1
C1
T2
CE(1)
RE(1)
Rs(1)
R4
CE(2)
RE(2)
(b)

Fig. 279

— Impedancia media de la fuente (algunos millares de ohmios); nada se opone al empleo de un transistor con emisor común para el circuito de entrada (fig. 277, *b*).

— Impedancia muy grande de la fuente (algunos centenares de millares de ohmios): no es posible utilizar el circuito de base común, a la vez que el de emisor común es también desaconsejado (gran control por corriente, débil ganancia compuesta de potencia). En estas condiciones, es preferible usar el circuito de colector común (figura 277, *c*).
La posibilidad de elegir un valor pequeño de corriente de reposo de colector (gran resistencia de entrada) hace que se encuentren pasos de entrada con emisor común cuando la impedancia de la fuente es del orden de algunas decenas de millares de ohmios.

3) Determinar el punto de reposo; se han hecho algunas consideraciones generales a este respecto; esta determinación debe hacerse siempre con ayuda de las familias de características del transistor.

Cuando se han fijado la corriente de colector y la tensión colector-emisor de reposo, hay que calcular los valores de los parámetros internos del transistor correspondientes a esta nueva posición del punto de reposo. (Servirse de curvas que indiquen las variaciones de los parámetros *h* en función de $-I_C$ y $-V_{CE}$).

4) Elegir y calcular los circuitos de estabilización y polarización.

El proceso relativo al establecimiento de estos circuitos se indica en las páginas anteriores.

5) Con la ayuda de los parámetros, calcular la resistencia de carga óptima. Esta resistencia, en la cual interviene la impedancia interna de la fuente que ataca al paso estudiado, corresponde a un valor máximo de la ganancia compuesta de potencia.

6) Conociendo el valor óptimo de la resistencia de carga, tratar de acercar al máximo de éste el valor de la resistencia de carga dinámica del transistor considerado. Se pueden presentar dos casos:

— la resistencia de carga constituye el circuito de utilización; se puede tomar $R_L = R_{L\,\text{opt.}}$ (fig. 278, *a*);

— la carga está formada por un segundo transistor; es necesario en este caso calcular la impedancia de entrada de este transistor para conocer la resistencia de carga real del paso considerado (fig. 278, *b*).

7) Utilizar el valor de esta resistencia de carga para calcular la resistencia de entrada del paso; la resistencia así obtenida constituye el valor óptimo de la de excitación.

En el caso de un acoplo por transformador entre la fuente y la entrada del paso, la relación de transformación se debe calcular para que la impedancia vista desde el secundario sea sensiblemente igual a la de entrada del transistor.

Si el paso está unido al generador mediante un circuito *RC*, la impedancia del generador impone el valor de la resistencia de excitación.

En este caso, el generador puede ser:

— una fuente exterior a la cadena de amplificación; la resistencia de esta fuente constituye la de excitación (fig. 279, *a*);

— un paso amplificador anterior al paso considerado; la resistencia de salida del primer paso define entonces la de excitación (fig. 279 *b*).

8) Calcular ahora la ganancia real del amplificador, teniendo en cuenta los valores de las resistencias de carga y excitación. De este modo definimos la ganancia de potencia de este paso en las frecuencias medias.

9) Calcular la curva de repuesta de frecuencia del paso. Las frecuencias mínima y máxima se han definido al estudiar los sistemas de acoplo.

Hay también dos posibilidades:

— En el caso de un acoplo *RC* (fig. 280 *a*), la frecuencia mínima (atenuación, 3 dB) será calculada en función del valor de la capacidad de acoplo y, eventualmente, en función de la capacidad colocada en serie en el emisor; la frecuencia máxima se determinará en función de la capacidad de entrada del transistor y, en el caso de un control por corriente, en función de la frecuencia de corte de la ganancia de corriente.

— En el caso de un acoplo por transformador (fig. 280 *b*), la frecuencia mínima será función de la inductancia del primario; la frecuencia máxima lo será de la inductancia de pérdidas entre primario y secundario.

10) Asegurarse prácticamente, por ajuste del valor de los diversos elementos, que los resultados no se pueden mejorar. En realidad, los obtenidos según el proceso que acabamos de indicar no necesitan la búsqueda de una posible mejora del funcionamiento durante la realización.

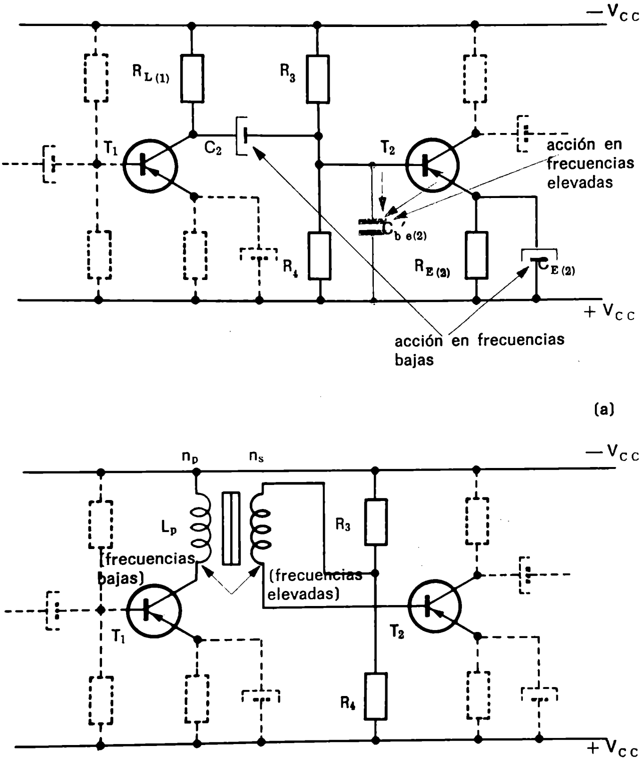

—Vcc
RL(1)
R3
T1
C2
T2
acción en frecuencias elevadas
C'b e(2)
R4
RE(2)
CE(2)
+ Vcc
acción en frecuencias bajas
(a)
np
ns
—Vcc
Lp
R3
(frecuencias bajas)
(frecuencias elevadas)
T1
T2
R4
+ Vcc
(b)

Fig. 280

régimen de señales débiles

régimen de señales fuertes

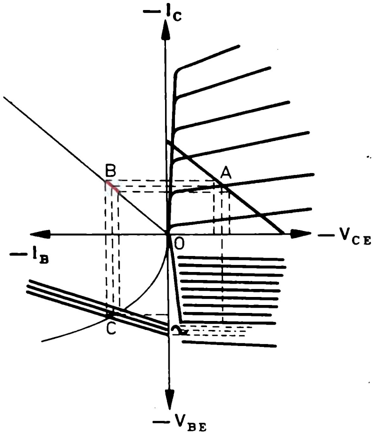

−I_C
B
A
−I_B
O
−V_CE
C
−V_BE

Fig. 281

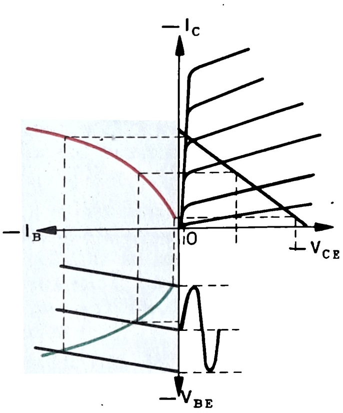

−I_C
−I_B
O
−V_CE
−V_BE

Fig. 282

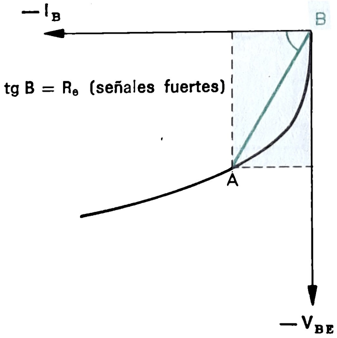

−I_B
B
tg B = R_e (señales fuertes)
A
−V_BE

Fig. 283

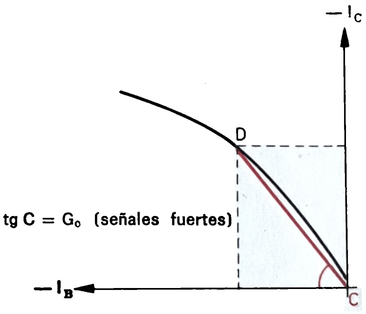

−I_C
D
tg C = G_o (señales fuertes)
−I_B
C

Fig. 284

CAPITULO 4

# EL TRANSISTOR EN REGIMEN DE SEÑALES FUERTES

Como hemos demostrado al principio del capítulo anterior, una cadena de amplificación de audiofrecuencia se termina por uno o varios pasos que funcionan en régimen de señales fuertes. El cálculo del proyecto de estos pasos difiere, sin embargo, de los métodos preconizados en la determinación de los pasos preamplificadores; una rápida ojeada a las familias de características ilustra perfectamente las razones de esta divergencia.

La figura 281 representa las familias de características de un transistor de poca potencia: las señales aplicadas a la entrada de este último lo sitúan permanentemente dentro de las pequeñas porciones reforzadas de las características indicadas en esta figura. En estas condiciones es fácil determinar los diversos parámetros de este transistor mediante cálculo de las tangentes en los diferentes puntos: *A* (resistencia de salida), *B* (ganancia de corriente), *C* (resistencia de entrada) y *D* (porcentaje de reacción interna).

Representemos en la figura 282 las familias de características de un transistor de potencia: la señal aplicada a la entrada de este paso provoca grandes desplazamientos de la recta de ataque en la familia de características de entrada, y de los puntos de funcionamiento en las características de salida y transferencia. Es difícil ahora definir valores precisos de los parámetros "resistencia de entrada" y "ganancia de corriente" de este transistor.

Se concibe fácilmente en estas condiciones el peligro de usar los métodos puramente matemáticos desarrollados anteriormente; la imprecisión de los parámetros entonces utilizados correría el riesgo de traducirse en la práctica por un comportamiento muy diferente del previsto en el cálculo.

Ciertos autores recomiendan, sin embargo, la utilización de parámetros para señales fuertes; estos últimos se definen de la siguiente forma:

— En la característica de transferencia de corriente (figura 283), el ángulo definido por la recta que une el origen de los ejes con el punto de reposo, y el eje de abscisas, determina por su tangente un valor medio de la resistencia de entrada del transistor.

— En la característica de transferencia de corriente (figura 284), el ángulo definido por la recta que une el origen de los ejes con el punto de reposo, y el eje de abscisas, determina por su tangente un valor medio de la resistencia de entrada del transistor.

Hay que adoptar, bien el cálculo matricial o bien el sistema de esquema equivalente para definir el valor de los diferentes elementos que deben formar el paso en estudio.

Un segundo método más eficaz según nuestra opinión consiste en usar las familias de características del transistor, por lo que vamos a encaminar el desarrollo de los pasos de potencia en el sentido de usar estas redes, las cuales presentan además la ventaja de evitar largos desarrollos matemáticos, que pueden ser origen de confusión.

En los pasos de potencia los criterios más importantes son según el orden siguiente:

— Potencia máxima disponible a la salida, potencia disipada en el colector, potencia suministrada por la batería, distorsión mínima, ganancia de potencia máxima.

Estos cinco puntos van a encabezar los títulos del capítulo de nuestro estudio general relativo al transistor en régimen de señales fuertes.

*Potencia máxima disponible a la salida*

En la red de características de salida de un transistor, representada en la figura 285, la potencia disponible a la salida del paso está dada por el producto de las variaciones de pico de la tensión colector-emisor (circuito de emisor común) y de la corriente de colector, dividido este producto por dos (valores eficaces de tensión y corriente):

$$P_s = \frac{V^{\wedge}_{ce} \cdot I^{\wedge}_{c}}{2}$$

El valor de la resistencia (o impedancia) de carga de colector se puede determinar fácilmente en esta red teniendo en cuenta la potencia máxima que se puede disipar en el colector en las condiciones prescritas de temperatura.

*Potencia disipada en el colector*

El término "potencia disipada en el colector" no es lo bastante preciso; es necesario, en realidad, entender "potencia disipada en la unión colector-base". La explicación es muy sencilla:

En régimen de audiofrecuencia, el transistor se halla siempre en condiciones normales de funcionamiento (fig. 286); la unión base-emisor está pues polarizada en sentido directo y la unión colector base, en el inverso.

Expresemos ahora la potencia total máxima suministrada al transistor; dada por la relación:

$$P_{\text{tot.}} = P_{(EB)} + P_{(CB)}$$

Los términos (*EB*) y (*CB*) representan, respectivamente, las uniones emisor-base y colector-base.

La tensión inversa existente en bornes de esta última es mucho mayor que la directa aplicada en bornes de la unión base-emisor ($V_{CB} \gg V_{BE}$); por lo contrario, las corrientes que atraviesan estas dos uniones son sensiblemente idénticas ($I_C \# I_E$); por tanto, en la relación:

$$P_{\text{tot.}} = P_{(BE)} + P_{(CB)} = V_{EB} \cdot I_E + V_{CB} \cdot I_C$$

se puede despreciar el primer término y escribir que la potencia total suministrada al transistor es igual a la disipada en la unión colector-base:

$$P_{\text{tot.}} \# P_{(CB)} = P_C \text{ (por simplificación) } \# V_{CE} \cdot I_C$$

sabiendo que $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$ (el transistor se considera siempre en circuito de emisor común) y que $V_{BE}$ es mucho menor que $V_{CB}$.

red de características de salida idealizada
(ausencia de tensión y corriente residuales)

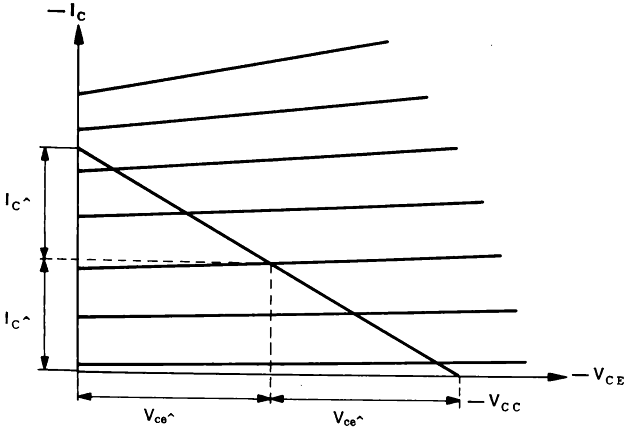


Fig. 285

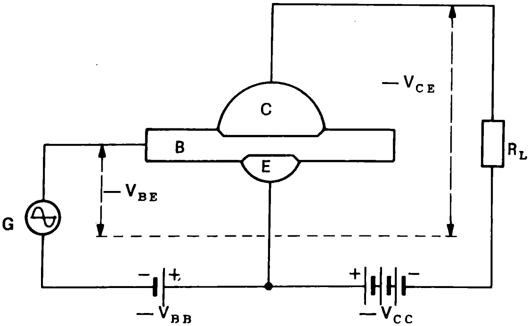

C
B
E
— V_CE
R_L
— V_BE
G
− +
— V_BB
+ −
— V_CC

Fig. 286

## Determinación gráfica de las diferentes ganancias de un paso

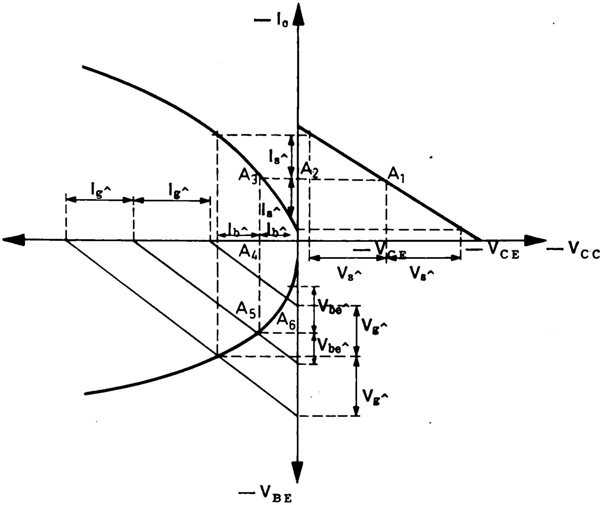

— I_c
I_s^
I_s^
A_1
A_2
A_3
A_4
A_5
A_6
I_g^
I_g^
I_b^
I_b^
— V_CE
V_CE
— V_CC
V_s^
V_s^
V_be^
V_be^
V_g^
V_g^
— V_BE

Fig. 287

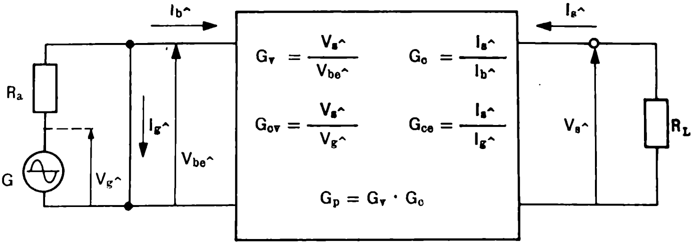

I_b^
I_s^
R_a
G
V_g^
I_g^
V_be^
V_s^
R_L
G_v = V_s^ / V_be^
G_c = I_s^ / I_b^
G_cv = V_s^ / V_g^
G_ce = I_s^ / I_g^
G_p = G_v · G_c

Fig. 288

### *Potencia suministrada por la batería*

La potencia suministrada por la batería que alimenta el paso considerado se determina por el producto de la tensión disponible en sus bornes y la corriente que lo atraviesa:

$$P_B = V_B \cdot I_T.$$

$I_T$ representa la corriente total que pasa por esta última; veremos, por otra parte, que con frecuencia esta corriente no es otra que la de emisor ($I_E$), que compararemos sin grandes errores con la de colector ($I_C$).

Del cociente de estas dos potencias (la disipada en el colector y la suministrada por la batería) resulta una noción muy importante en régimen de señales fuertes, que se llama "rendimiento":

$$\eta = P_C/P_B.$$

El cálculo del rendimiento constituirá uno de los criterios más impotantes en el cálculo de un poyecto de amplificado que funcione en régimen de señales fuertes, particularmente en el caso de un solo paso.

### *Distorsión mínima*

En régimen de audiofrecuencia, hay que transmitir con toda la fidelidad posible las señales aplicadas a la entrada de la cadena de amplificación.

El cálculo de los porcentajes de distorsión, que refleja cuantitativamente la influencia en la forma de la señal, presenta muchas dificultades, por lo que utilizaremos con preferencia un método gráfico, que, aunque menos preciso, ofrece la ventaja de una determinación mucho más sencilla de este factor.

### *Ganancia de potencia*

Si el paso final de una cadena de amplificación de audiofrecuencia debe transmitir con la mayor fidelidad posible las señales que se le aplican, tampoco hay que despreciar la ganancia de potencia de este paso.

Dicha ganancia de potencia se podrá establecer fácilmente con ayuda de las familias de características (fig. 287) en el caso de utilizar parámetros para señales fuertes, mediante las ecuaciones usadas en el capítulo anterior (figura 288). En la segunda solución, el problema más delicado consiste en determinar con la mayor precisión posible la impedancia de entrada del paso.

Aparte de los puntos principales que acabamos de tratar superficialmente, habrá que incluir ciertos circuitos propios de este género de aplicaciones tal como circuito de reacción negativa (disminución de los porcentajes de distorsión), así como los elementos de refrigeración (aumento de la potencia máxima disipada en el colector).

## 4.1. Pasos simples

Vamos a estudiar con más detalle los problemas relativos a la realización de pasos amplificadores de audiofrecuencia (régimen de señales fuertes) utilizando un solo transistor.

Examinemos la red de características de salida de un transistor (fig. 289). La proyección de las posiciones máximas del punto de funcionamiento sobre la recta de carga determina en el eje de abscisas las variaciones entre picos de la tensión de salida, y en el eje de ordenadas, las variaciones entre picos de la corriente de salida.

El punto de reposo se debe situar entre estas dos posiciones extremas en la recta de carga. ¿Cuáles son los criterios que rigen la elección del punto de reposo?

Aparte de la noción de potencia máxima disipada en el colector, que estudiaremos a continuación y por razones de potencia máxima disponible a la salida y de porcentaje mínimo de distorsión, la excursión del punto de funcionamiento debe ser perfectamente simétrica con relación a su punto de reposo. En consecuencia, la posición correspondiente de este punto sitúa el transistor en clase A.

## 4.2. Paso simple en clase A

La carga de este paso puede ser una resistencia (bobina móvil de un altavoz, por ejemplo) o el primario de un transformador cuyo objeto sea adaptar la débil impedancia de la bobina móvil del altavoz a la de salida del paso. Estas dos posibilidades se estudiarán separadamente en el curso de las explicaciones que seguirán, cada vez que sea necesario.

Hemos enunciado en las páginas anteriores los puntos más importantes relativos al cálculo de tal clase de proyecto; ahora hay que estudiarlos más detenidamente.

### *Potencia máxima disponible a la salida*

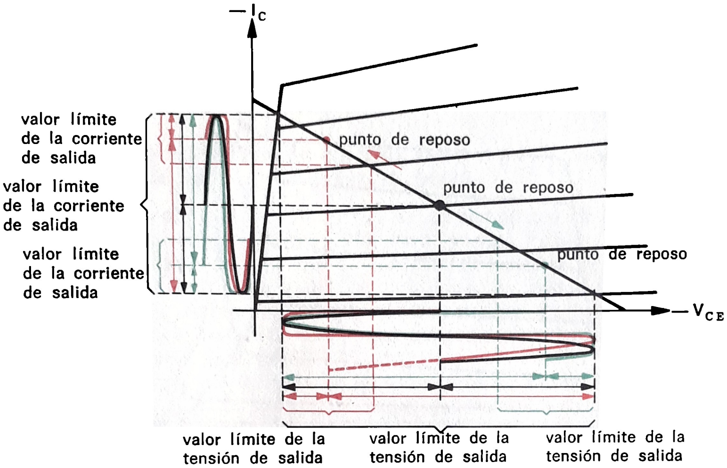
Esta potencia se define por el producto de los valores eficaces de la tensión que aparece en bornes del elemento que carga el transistor y la corriente que pasa por dicho elemento (fig. 290).

En realidad, la tensión alterna de salida se definirá, con preferencia, por su valor entre picos, lo que facilita considerablemente la representación gráfica. Por razones análogas, definiremos la potencia de salida en función de los valores entre picos de la corriente de salida.

La relación correspondiente a este aspecto cuantitativo de la tensión y la corriente de salida se representa en la forma:

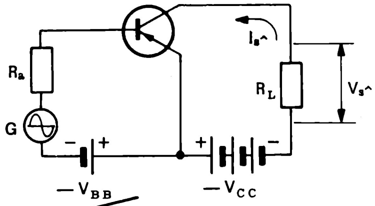
$$P_S = \frac{V_{S\hat{\check{}}}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{S\hat{\check{}}}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_{S\hat{\check{}}}\, I_{S\hat{\check{}}}}{8}$$

En la familia de características de salida de un transistor (fig. 291) el valor entre picos de la tensión de salida queda definido por la distancia que influencia del punto de reposo en la forma de la señal de salida



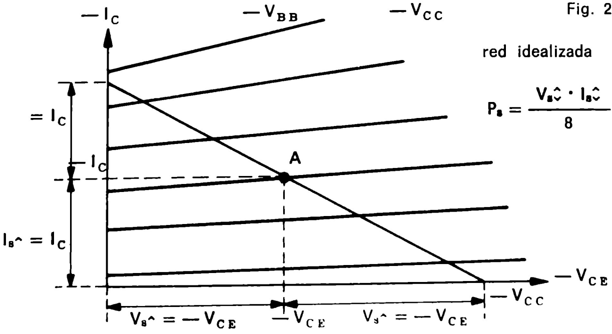
$-I_C$
valor límite de la corriente de salida
valor límite de la corriente de salida
valor límite de la corriente de salida
punto de reposo
punto de reposo
punto de reposo
$-V_{CE}$
valor límite de la tensión de salida
valor límite de la tensión de salida
valor límite de la tensión de salida

Fig. 289



$R_a$
G
$I_s\hat{}$
$R_L$
$V_s\hat{}$
$-$
$+$
$+$
$-$
$-V_{BB}$
$-V_{CC}$

Fig. 290



$-I_C$
$= I_C$
$I_C$
A
$I_s\hat{} = I_C$
$-V_{CE}$
$-V_{CC}$
$V_s\hat{} = -V_{CE}$
$-V_{CE}$
$V_s\hat{} = -V_{CE}$

red idealizada

$$P_s = \frac{\hat{\check{V}}_s \cdot \hat{\check{I}}_s}{8}$$

Fig. 291

tensión continua máxima
(circuito de emisor común)

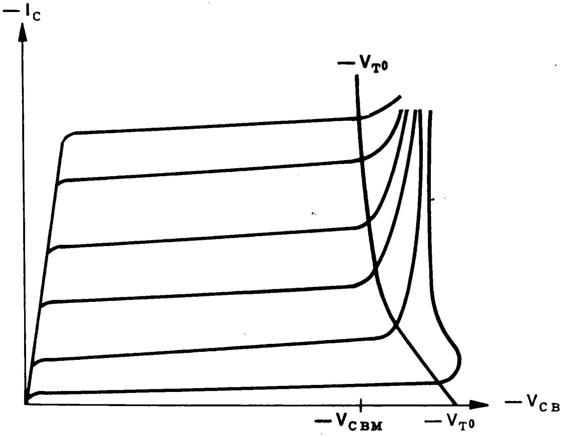


Fig. 292

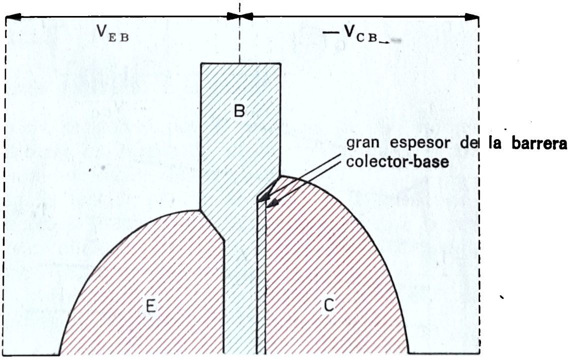

$V_{EB}$
—$V_{CB}$
B
gran espesor del la barrera
colector-base
E
C

Fig. 293

separa, en el eje de abscisas, las posiciones extremas del punto de funcionamiento. Si se desprecia, para mayor facilidad, la tensión residual, el valor límite de la tensión de salida se definirá exclusivamente por la tensión continua máxima que se puede aplicar entre el electrodo de salida y el común a los circuitos de entrada y salida del transistor que constituye el paso.

En las mismas características podemos comprobar que el valor máximo de la corriente de salida está determinado también por el valor límite de la corriente en el circuito de salida del transistor.

### *Tensión límite de salida; tensión continua máxima que se puede aplicar entre el electrodo de salida y el común del circuito*

Examinemos con más detalle la red de características de salida de un transistor con emisor común (fig. 292). Para grandes valores de la tensión colector-emisor, comprobamos que la corriente de colector se hace bruscamente muy grande y esto con pequeñas variaciones de tensión (es interesante observar que para valores muy bajos de la corriente de base aparece un efecto de resistencia negativa, efecto que se podrá aprovechar en la realización de osciladores especiales).

La tensión límite así definida no se debe alcanzar nunca en régimen de audiofrecuencia; tal es la razón por la que deberemos limitar el valor máximo de la tensión continua aplicada entre colector y emisor de un transistor en circuito de emisor común a un valor $-V_{CEM}$ claramente inferior a la tensión de ruptura, más conocida con el nombre de tensión de retroceso ($V_{TO}$).

El tipo de circuito adoptado influye directamente en este valor límite. Vamos a estudiar este problema en particular para los de base común y emisor común.

### *Circuito de base común*

Los diferentes fenómenos que son origen de la perforación de una unión, definidos en una obra anterior ("Diodos y transistores". Teoría general), recordaremos que son tres: Efecto térmico, efecto de avalancha y efecto de campo (efecto Zener).

La representación física del transistor (fig. 293) demuestra perfectamente que estas tres clases de perforaciones sólo se producen en la unión base-colector; el aumento de la barrera correspondiente, provocado por la polarización en sentido inverso de esta unión, limita al espesor de esta barrera la región del transistor en la cual los portadores están sometidos a un campo eléctrico. La aceleración proporcionada por este último al movimiento de los portadores puede ser suficiente para provocar la perforación por efecto de avalancha. Omitimos voluntariamente la posibilidad de perforación por efecto de campo; en cuanto a la debida al efecto térmico, está perfectamente definido por la característica $P_C = f(T_{amb})$ dada por el constructor.

### *Circuito de emisor común*

El problema es aquí un poco más difícil; vamos a demostrar que, efectivamente, el valor de la resistencia de excitación en continua interviene directamente en el de esta tensión. La característica representada en la figura 294 refleja perfectamente esta conclusión; cuando la resistencia de excitación en continua del transistor aumenta, la máxima tensión continua que se puede aplicar entre el colector y el emisor disminuye.

Examinemos primeramente el circuito de la figura 295, *a*. El circuito base-emisor está en cortocircuito; en estas condiciones, la corriente que atraviesa la unión colector-base es sensiblemente idéntica a la señalada en el circuito de base común. La tensión máxima colector-emisor es entonces poco diferente de la máxima continua colector-base del circuito de base común.

En la figura 295, *b*, el circuito base-emisor está abierto. La corriente residual de colector es ahora mucho mayor que en el caso anterior (recordar la curva de las variaciones de corriente residual en función del valor de la resistencia de excitación en continua del transistor, figura 296). El aumento en muy grandes proporciones del número de portadores que penetran inicialmente en la unión base-colector limita el valor de la tensión para una misma potencia disipada; el fenómeno de perforación se produce por tanto con valores claramente inferiores de la tensión colector-emisor.

### *Recta de carga correspondiente a un valor máximo de la potencia disponible en los bornes de salida del paso*

Los diferentes valores límites de las tensiones colector-base (circuito de base común) y colector-emisor (circuito de emisor común) permiten fijar una de las posiciones extremas del punto de funcionamiento en la red de características de salida del transistor. Consideremos un transistor con emisor común: la red correspondiente está representada en la figura 297.

Conociendo el valor de la resistencia de excitación en continua, se puede fijar la tensión colector-emisor máxima con ayuda de la familia de curvas:

$$V_{CE(\max)} = f(R_a).$$

Esta tensión nunca se debe sobrepasar; por tanto, el punto *A* que la representa en el eje de abscisas constituye el punto de partida de la recta de carga en la red de características de salida del transistor (prácticamente, por razones de seguridad, se prefiere situar este punto ligeramente separado en relación con su posición extrema).

Conocemos el emplazamiento límite del punto de funcionamiento (por ejemplo, uno de los extremos de la recta de carga) para grandes valores de la tensión colector-emisor; tenemos que definir ahora la otra posición extrema del punto de funcionamiento, con el fin de poder trazar totalmente la recta de carga correspondiente al valor máximo de la potencia de salida. Este punto queda en el eje de ordenadas y se definirá por el valor máximo de la corriente de colector.

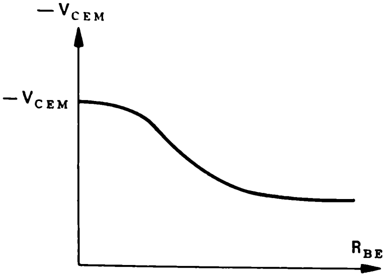


Fig. 294

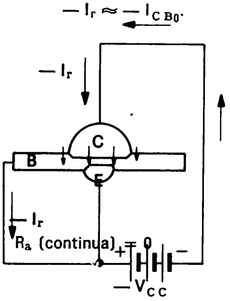

— I_r ≈ — I_CB0.
— I_r
C
B
E
— I_r
R_a (continua) = 0
+
—
— V_CC

Fig. 295a

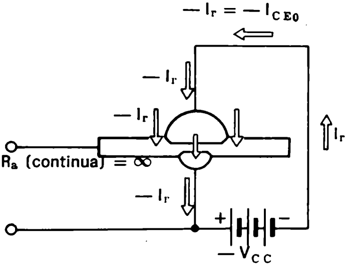

— I_r = — I_CE0
— I_r
— I_r
I_r
R_a (continua) = ∞
— I_r
+
—
— V_CC

Fig. 295b

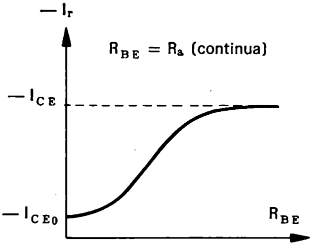


Fig. 296

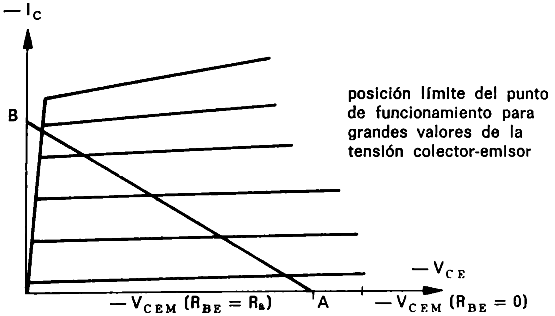


Fig. 297

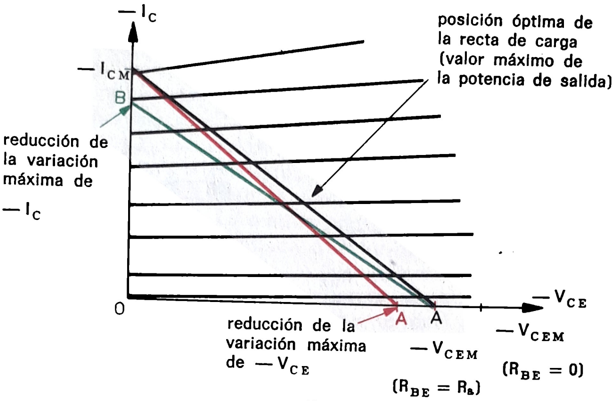
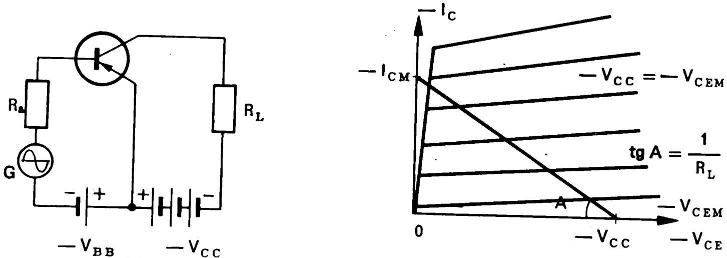


Fig. 298

carga resistiva


R_a
R_L
G
— V_BB
— V_CC
— I_C
— I_CM
— V_CC = — V_CEM
tg A = 1/R_L
A
— V_CEM
0
— V_CC
— V_CE

(a) Fig. 299 (b)

carga por primario de transformador

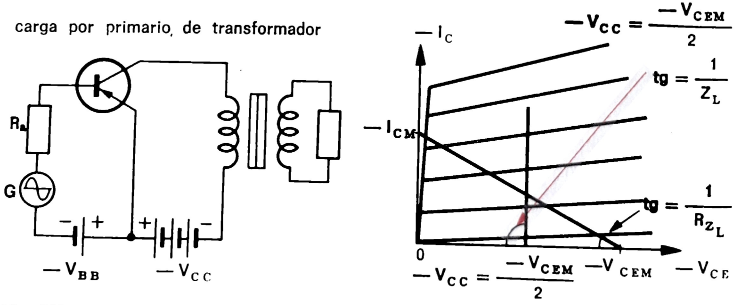

R_a
G
— V_BB
— V_CC
— I_C
— V_CC = — V_CEM/2
tg = 1/Z_L
— I_CM
tg = 1/R_ZL
0
— V_CC = — V_CEM/2
— V_CEM
— V_CE

Fig. 300 (a) (b)

Valor máximo de la corriente en el circuito de salida

Cualquiera que sea el circuito usado (base común o emisor común) la corriente de salida no es otra que la de colector $-I_C$.

El valor límite de esta corriente está fijado por el constructor. La lectura de un texto de transistores nos revela la presencia de este valor máximo de corriente de colector en la forma $-I_{C\max}$.

Disponemos ya del segundo punto necesario para el trazado de la recta de carga (punto $B$ en el eje de ordenadas de la figura 298).

La recta $AB$ constituye la posición extrema de la recta de carga en la red de característica de salida del transistor; la potencia disponible a la salida del paso es máxima en estas condiciones. Para darse cuenta de ello basta hacer el producto de los valores máximos de la tensión ($OA$) y la corriente ($OB$), dividiendo el resultado por 8:

$$P_S = \frac{V_{CE}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{I_C}{2\sqrt{2}} = \frac{V_{CEM} \cdot I_{CM}}{8} = \frac{(OA) \cdot (OB)}{8}$$

La reducción de los segmentos $OA$ (disminución de la tensión límite) u $OB$ (reducción de la corriente límite) se traduce por una disminución de la potencia máxima disponible a la salida (trazadas en rojo o verde en la figura 298).

*Elección de la tensión de alimentación*

El valor de la tensión de alimentación es ante todo función de la tensión límite que acabamos de definir, pero depende también del tipo de carga adoptada en el circuito.

Carga óhmica (bobina móvil de un altavoz)

En el circuito representado en la figura 299 *a*, el valor nulo de la corriente de colector (posición extrema del punto de funcionamiento en el eje de abscisas, fig. 299, *b*) corresponde a una tensión colector-emisor igual a la de alimentación. En consecuencia, esta última debe elegirse teóricamente igual a $-V_{CE\max}$.

Carga con primario de transformador (fig. 300 *a*)

Considerando la posible inversión de fase de la tensión disponible en los bornes del primario de un transformador, la posición límite del punto de funcionamiento se halla ahora en una tensión doble que la de alimentación, en el eje de abscisas de la red de características de salida del transistor. En este caso, la tensión de alimentación sólo puede ser igual a la mitad del valor máximo entre picos de la disponible en bornes del primario del transformador, o sea, la mitad de la tensión colector-emisor máxima (fig. 300 *b*):

$$-V_{CC} = \frac{-V_{CE\max}}{2}.$$

Esta relación constituye un límite absoluto; en la práctica es siempre preferible elegir un valor ligeramente inferior.

*Potencia máxima disipada en el colector*

Si la potencia de salida depende de los valores límites de la tensión de salida (tensión colector-emisor máxima en un transistor montado con emisor común, por ejemplo) y de la corriente de salida (corriente de colector máxima en el mismo ejemplo), es también función de la potencia máxima que puede disipar la unión colector-base del transistor.

Esta potencia máxima es inversamente proporcional a la temperatura límite de funcionamiento del circuito según la característica conocida de la figura 301, *a*.

La asociación de ésta con la familia de características de salida del transistor es muy sencilla (fig. 301, *b*). Basta con situar la hipérbola equipotencial en función de la temperatura elegida y trazar una recta que parte del punto correspondiente a la tensión de alimentación, en el eje de abscisas, tangente a esta hipérbola, para obtener el valor de la resistencia de carga que pone el paso al máximo de su rendimiento en cuanto a potencia de salida.

En el caso de una carga con primario de transformador, no hay que olvidar que el punto de partida de la recta de carga dinámica debe hallarse a una tensión doble de la de alimentación en el eje de abscisas (fig. 301, *b*).

Recordemos que por razones de seguridad, es preferible situar la recta de carga ligeramente por debajo de su posición de tangencia con la hipérbola equipotencial.

*Potencia suministrada por la batería*

Examinemos el circuito de la figura 302. La potencia suministrada por la batería es igual a la suma de las disipadas en la resistencia de carga y en la unión colector-base del transistor: en realidad, esta potencia se define cuantitativamente por el producto de la tensión de la batería y la corriente que la atraviesa (corriente de reposo de colector):

$$P_B = V_{CC} \cdot I_C.$$

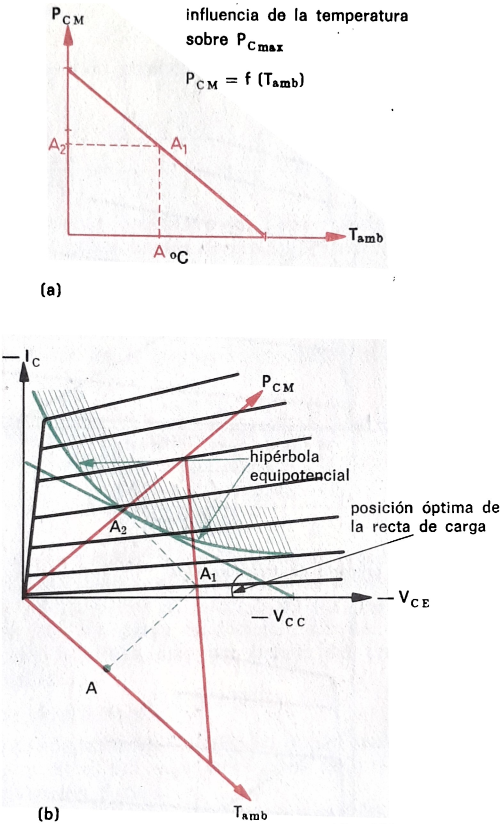
### 4.3. Rendimiento de un paso simple en clase A

Conociendo la potencia máxima disponible a la salida del paso y la suministrada por la batería, y haciendo el cociente de estas dos cantidades, se puede calcular el rendimiento de este paso: $\eta = P_S/P_B$.

*Carga resistiva*

En la red de características de salida de un transistor de potencia, cargado con una resistencia, podemos calcular fácilmente la potencia máxima de salida valiéndonos de la relación:

$$P_{S_{\max}} \equiv \frac{V_{CC} \cdot I_C}{4}$$


$P_{CM}$
influencia de la temperatura sobre $P_{C\max}$
$P_{CM} = f(T_{amb})$
$A_2$
$A_1$
A °C
$T_{amb}$
$-I_C$
$P_{CM}$
hipérbola equipotencial
posición óptima de la recta de carga
$A_2$
$A_1$
$-V_{CE}$
$-V_{CC}$
A
$T_{amb}$

(a)

(b)

Fig. 301

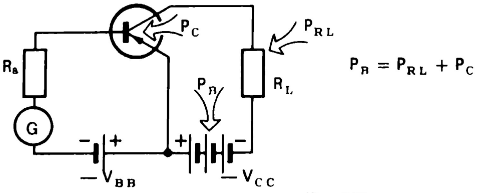

$R_a$
G
$P_C$
$P_{RL}$
$R_L$
$P_B$
$-V_{BB}$
$-V_{CC}$
$P_B = P_{RL} + P_C$

Fig. 302

**carga resistente**

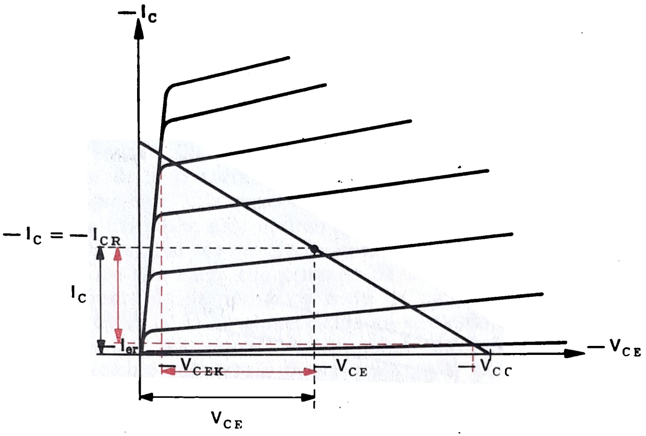

—I$_C$
—I$_C$ = —I$_{CR}$
I$_C$
I$_{er}$
V$_{CEK}$
V$_{CE}$
V$_{CC}$
—V$_{CE}$
V$_{CE}$

**Fig. 303**

carga por primario de transformador

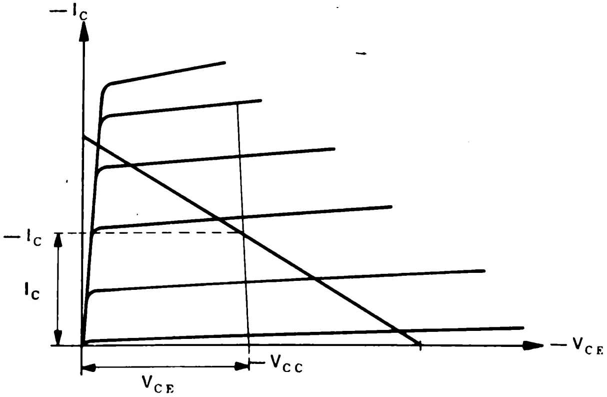

—I$_C$
—I$_C$
I$_C$
V$_{CC}$
—V$_{CE}$
V$_{CE}$

**Fig. 304**

La potencia suministrada por la batería es, si nos referimos a las curvas de la figura 303, igual a:

$$P_B = V_{CC} \cdot I_C.$$

La relación entre estas dos potencias define el rendimiento máximo de este paso:

$$\eta = \frac{P_{S\,\mathrm{max.}}}{P_B} = \frac{\dfrac{V_{CC} \cdot I_C}{4}}{V_{CC} \cdot I_C} = \frac{1}{4} = 25\ \%.$$

Este valor del rendimiento constituye un límite teórico, ya que en el cálculo de la potencia de salida hemos despreciado voluntariamente las características residuales. Hagamos ahora un cálculo más preciso.

La variación entre picos de la tensión de salida es igual a:

$$V_{S\hat{\check{}}} = V_{CC} - V_{CEK}$$

La variación entre picos de la corriente de salida está dada por la relación:

$$I_{S\hat{\check{}}} = I_{C\hat{\check{}}} = 2\,I_{CR} - I_{Cr}$$

en esta ecuación $I_{CR}$ determina la corriente de reposo e $I_{Cr}$ la corriente residual. La expresión del rendimiento queda ahora en la forma:

$$= \frac{P_S}{P_B} = \frac{(V_{CC} - V_{CEK})(2\,I_{CR} - I_{Cr})}{8\,V_{CC} \cdot I_{CR}}$$

Vemos que en todos los casos el rendimiento es prácticamente inferior al 25 %. El valor del rendimiento calculado en estas condiciones corresponde a una utilización del transistor al máximo de sus posibilidades; en la práctica raramente se usa con plena modulación, sino en régimen de potencias intermedias, que lo sitúan muy por debajo del mediocre resultado que acabamos de calcular.

*Carga por primario de transformador*

El problema es ahora ligeramente distinto ya que la tensión de alimentación es sensiblemente la mitad del valor entre picos de la de salida. La figura 304 ilustra perfectamente el caso.

Despreciamos ahora, para facilitar las explicaciones, las tensiones y corrientes residuales. La potencia máxima disponible a la salida está dada por la relación:

$$P_S = \frac{V_{CC} \cdot I_C}{2}.$$

La potencia suministrada por la fuente se determina siempre por el producto de la tensión de la fuente y la corriente de reposo:

$$P_B = V_{CC} \cdot I_C.$$

La relación entre estas dos cantidades nos demuestra que el valor óptimo del rendimiento es, en estas condiciones, claramente superior (aproximadamente el doble) y al que habíamos señalado en el caso de una carga puramente resistiva; en efecto:

$$\eta = \frac{P_{S\ max}}{P_B} = \frac{\dfrac{V_{CC} \cdot I_C}{2}}{V_{CC} \cdot I_C} = \frac{1}{2} = 50\ \%.$$

Este valor máximo del rendimiento corresponde a unas condiciones límites de funcionamiento del transistor y constituye un límite teórico que nunca se alcanza en la práctica (no hay que olvidar que las características residuales se desprecian voluntariamente). Además, como en el caso anterior, este rendimiento es siempre menor cuando el paso funciona en régimen de potencia intermedia.

### 4.4. Distorsión

Como introducción al estudio del comportamiento del transistor en régimen de audiofrecuencia, hemos insistido particularmente en que si el paso debe dar una ganancia de potencia máxima a la salida, la forma de la señal recogida en ella debe ser lo más parecida posible a la de la señal aplicada a la entrada del paso.

No hemos tenido en cuenta los problemas relativos a la distorsión en régimen de señales débiles, por la razón de que las curvaturas de ciertas características se pueden silenciar cuando éstas se utilizan en muy pequeñas porciones. Pero no es igual en régimen de señales fuertes.

En realidad, los diferentes porcentajes de distorsión que vamos a calcular se refieren particularmente a las partes no lineales de las características de entrada y de transferencia de corriente del transistor; los medios para remediarlos, así como las otras clases de distorsión (las lineales, por ejemplo) se estudiarán con más detalles en un capítulo que servirá como conclusión al estudio del comportamiento en audiofrecuencia del transistor.

*Empleo de las familias de características*

La determinación cuantitativa del porcentaje de distorsión mediante el cálculo presenta numerosas dificultades y se sale fuera del alcance de este libro; en realidad, creemos que un método gráfico, aunque un poco menos preciso pero mucho más fácil, es más que suficiente en la mayoría de los casos. Por esta razón orientaremos este estudio hacia el empleo de las redes de características.

La figura 305 representa el conjunto de las características de salida, de transferencia y de entrada del transistor. En realidad, únicamente las de transferencia y de entrada presentan interés en este caso. Vamos a definir la influencia de la curvatura de estas redes sobre la forma de la señal recogida a la salida del paso.

Dado el régimen de funcionamiento elegido (señales muy fuertes) situaremos el transistor controlado por tensión, lo que corresponde a rectas de ataque próximas a la posición horizontal en las características de entrada de la figura 305.

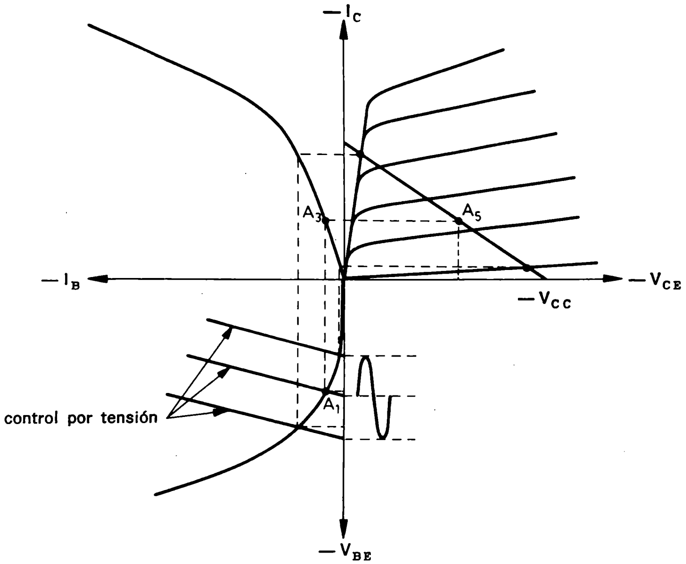
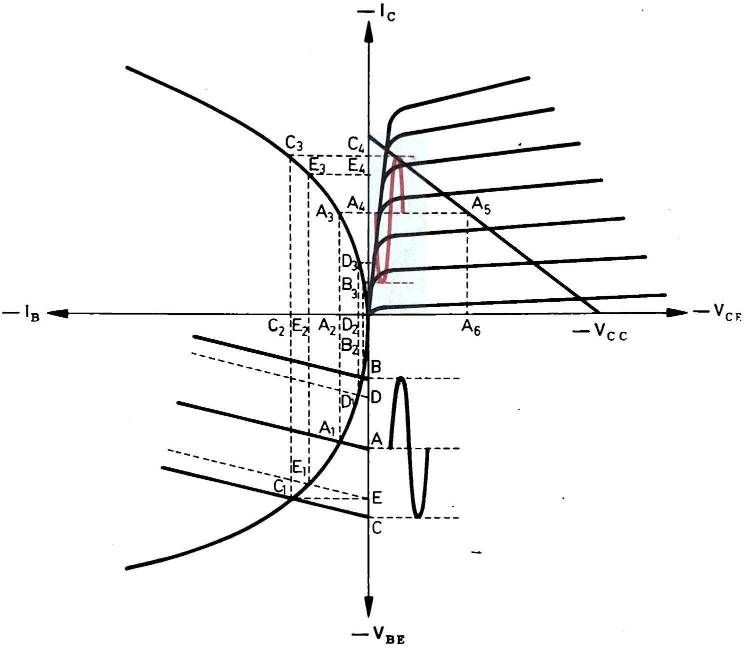

— I_C
— I_B
— V_CE
— V_CC
A_3
A_5
A_1
control por tensión
— V_BE

Fig. 305

porcentaje de armónicos 2 y 3
(determinación gráfica)



— I_C
— I_B
— V_CE
— V_CC
— V_BE
C3
C4
E3
E4
A4
A3
A5
D3
B3
C2
E2
A2
D2
B2
A6
B
D
D1
A1
A
E1
C1
E
C

Fig. 306

Las variaciones entre máximos de la tensión dada en vacío por el generador delimitan las posiciones extremas de ataque y, por la misma causa, los puntos $B$ y $C$ en el eje de tensiones base-emisor (fig. 306). Los puntos de cruce de las diferentes rectas de ataque así obtenidas con la característica de entrada del transistor determinan, por su proyección sobre el eje de la corriente de base, las variaciones correspondientes de $-I_B$; por ejemplo, los puntos $B_1$, $A_1$, $C_1$ en las características de entrada y $B_2$, $A_2$, $C_2$ en el eje $-I_B$.

Los puntos $B$ y $C$ definen el valor entre máximos de la señal dada en vacío por el generador; se pueden situar ahora en este mismo eje más puntos $D$ y $E$, colocados de tal forma que:

$$DA = BA/\sqrt{2} \quad \text{y} \quad EA = CA/\sqrt{2}.$$

Las rectas perpendiculares al eje de la corriente de base, en los puntos $B_2$, $A_2$ y $C_2$ (prolongación de las rectas $B_1 B_2$, $A_1 A_2$ y $C_1 C_2$) cortan la característica de transferencia de corriente en los puntos $B_3$, $A_3$ y $C_3$. La proyección de esta última sobre el eje de la corriente del colector permite la representación de las variaciones entre máximos de la corriente de salida en el paso considerado (puntos $B_4$, $A_4$ y $C_4$).

Los puntos $D_4$ y $E_4$ se pueden obtener siguiendo el mismo proceso ($D_1$ y $E_1$ en la característica de entrada, $D_2$ y $E$ sobre el eje de la corriente de base, y $D_3$ y $E_3$ en la característica de frecuencia de corriente).

Adoptaremos ahora como fórmula aproximada, que permita el cálculo de los porcentajes del armónico 2 y 3 contenidos en la señal recogida a la salida, las ecuaciones siguientes:

Porcentaje del armónico 2:

$$\frac{A_4 B_4 - A_4 C_4}{B_4 C_4 + (D_4 E_4)\sqrt{2}} \cdot 100\ \%.$$

Porcentaje del armónico 3:

$$\frac{B_4 C_4 - (D_4 E_4)\sqrt{2}}{B_4 C_4 + (D_4 E_4)\sqrt{2}} \cdot 100\ \%.$$

Las condiciones de funcionamiento adoptadas para este cálculo sobreentienden una plena modulación del transistor, lo que corresponda prácticamente a posiciones de características de entrada y transferencia de corriente muy diferentes, según que se consideren los valores de la corriente de salida o de la señal de entrada.

En realidad, una disminución de la tensión de entrada (punto $B$ del eje de tensiones base-emisor) corresponde a un gran aumento de la tensión colector-emisor en la red de características de salida del transistor ($B_5$ en la figura 307). Este nuevo valor de la tensión colector-emisor lleva consigo un desplazamiento de la característica de entrada hacia el eje de la corriente de base y simultáneamente una aproximación, con relación a este mismo eje, de la característica de transferencia de corriente.

Inversamente, un aumento de la tensión de entrada (punto $c$ del eje de la tensión base-emisor, figura 307) provoca una disminución muy importante de la tensión colector-emisor (punto $C_5$ del eje correspondiente). En estas condiciones, las características de entrada y de transferencia de corriente se alejan del eje $-I_B$.

Los puntos $B_1$ y $C_1$ se hallan ahora en características de entrada y salida muy diferentes; igual ocurre con los puntos $B_3$ y $C_3$ de las características de transferencia de corriente, cuyas posiciones extremas se han establecido en función de los valores límites de la tensión colector-emisor.

Los porcentajes de armónico 2 y 3 en tales condiciones pueden presentar valores un poco más próximos a la realidad. Pero en la práctica se admite que la sencillez del primer método compensa suficientemente una aproximación más exacta; sin embargo era interesante subrayar de paso la posibilidad de transformar una red de características estáticas en otra de características dinámicas.

El cálculo de los porcentajes de armónicos 2 y 3 que acabamos de efectuar permite la determinación rápida de la distorsión provocada por un paso amplificador; el resultado obtenido corresponde a un régimen de funcionamiento bien definido del paso estudiado; hemos supuesto una modulación máxima del transistor. En este caso particular, la búsqueda de una recta de ataque, cuya posición comprendiese un mínimo de distorsión, es relativamente fácil.

### *Ganancia de potencia*

Aparte de las consideraciones anteriores, particularmente ligadas a las nociones de funcionamiento en régimen de señales fuertes del transistor, las nociones de ganancia de potencia (por tanto, ganancia de corriente y de tensión) y de impedancia de entrada y de salida no se deben despreciar en el cálculo de un paso amplificador, cualquiera que sea el nivel de señal recogido en la salida de este paso.

El método del cuadripolo lo rechazamos en el caso que nos interesa; en realidad es imposible utilizar los parámetros $z$, $y$ o $h$ de un transistor de potencia, dado el carácter muy limitado de su definición. Tomemos como ejemplo la familia de características de entrada de un transistor de potencia (figura 308); la definición del parámetro $h_{11e}$ de este transistor implica una excursión muy pequeña del punto de funcionamiento con relación a su punto de reposo. Se concibe fácilmente que en régimen de señales fuertes (puntos $B$ y $C$ representativos de las posiciones extremas del punto de funcionamiento) los valores de la resistencia de entrada son muy diferentes, según la posición elegida del punto de funcionamiento:

$$R_{e(C1)} < R_{e(A1)} < R_{e(B1)}.$$

El método del esquema equivalente no interesa en este caso particular; la definición cuantitativa de los elementos que lo forman no es más precisa que el cálculo de los parámetros.

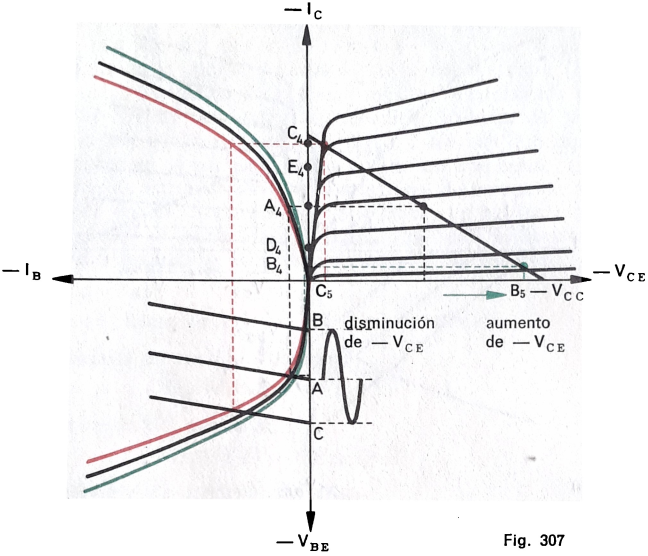
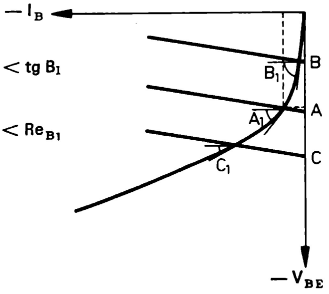

— I_C
— I_B
— V_CE
— V_BE
C₄
E₄
A₄
D₄
B₄
C₅
B₅ — V_CC
B
A
C
disminución de — V_CE
aumento de — V_CE

Fig. 307

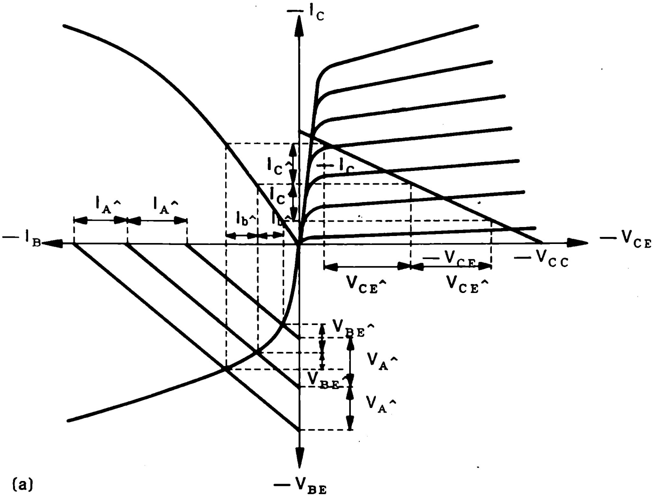

— I_B
B
B₁
A
A₁
C
C₁
— V_BE

$tg\ C_1 < tg\ A_1 < tg\ B_1$

$Re_{C1} < Re_{A1} < Re_{B1}$

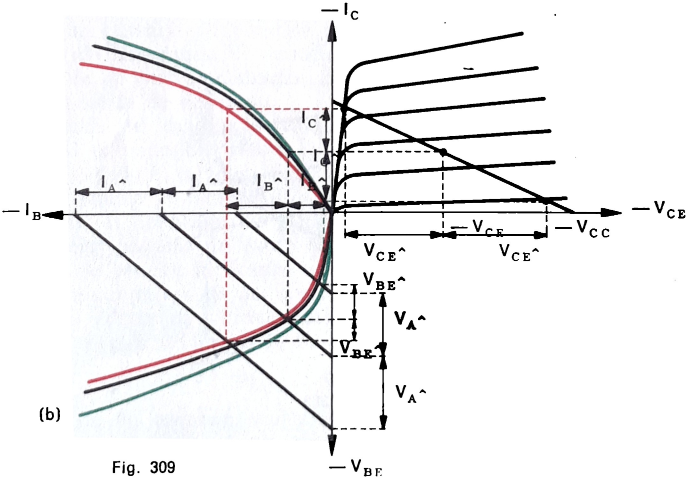
Fig. 308

determinación gráfica de las ganancias de un paso



— I C
— I B
— V CE
— V CC
— V BE
I C^
— I C
I C^
I A^
I A^
I b^
I b^
— V CE
V CE^
V CE^
V BE^
V A^
V BE^
V A^
(a)

influencia de la variación de la tensión colector-emisor



— I C
— I B
— V CE
— V CC
— V BE
I C^
I C^
I A^
I A^
I B^
I B^
— V CE
V CE^
V CE^
V BE^
V A^
V BE^
V A^
(b)

Fig. 309

Unicamente las redes de características quedan a nuestra disposición. Hay que observar que además de las soluciones gráficas aportadas por estas redes existe otra posibilidad, más matemática, que consiste en definir unos parámetros para señales fuertes del transistor.

Recordemos rápidamente las propiedades de una familia completa de características. La posición del punto de reposo ($-V_{CE} = -V_{CC}/2$) en la recta de carga situada en la familia de características del transistor (fig. 309) está relacionada con la condición de potencia máxima suministrada a la salida del paso con el mínimo de distorsión (excursión simétrica del punto de funcionamiento con relación a su punto de reposo). No hay que repetir las operaciones que permiten situar este punto en las características de transferencia de corriente de entrada; en cuanto a la recta de excitación sabemos que se halla situada en las características de entrada; en ausencia de señal del generador pasa por el punto de reposo y forma con la horizontal un ángulo cuya tangente es igual a la resistencia interna del generador que excita el transistor.

De esta figura se pueden deducir las siguientes relaciones:

— *ganancia compuesta de tensión del paso,*

$$G_{CV} = V_S/V_E = V_{CE}^{\wedge}/V_A^{\wedge}$$

— *ganancia de tensión del transistor,*

$$G_V = V_S/V_{be} = V_{CE}^{\wedge}/V_{BE}^{\wedge}$$

— *ganancia compuesta de corriente del paso,*

$$G_{CC} = I_S/I_E = I_C^{\wedge}/I_A^{\wedge}$$

— *ganancia de corriente del transistor*

$$G_C = I_S/I_b = I_C^{\wedge}/I_B^{\wedge}$$

— *ganancia de potencia del paso,*

$$G_P = P_S/P_{BE} = G_V \cdot G_C.$$

— *ganancia compuesta de potencia del paso,*

$$G_{CP} = P_S/P_A$$

En estas relaciones, $V_A$ define la tensión en vacío del generador; $I_A$, su corriente de cortocircuito, y $P_A$, la potencia máxima dada por él (para un valor de la reactancia de carga igual a su resistencia interna).

Para un cálculo más preciso, sobre todo en el caso de una modulación a pleno régimen del transistor, puede ser muy interesante tener en cuenta los desplazamientos de las características de entrada y transferencia de corriente en función de los valores extremos de la tensión colector-emisor (figura 309 *b*).

Además de los problemas relativos al cálculo de las diferentes ganancias de un paso transistorizado, es prácticamente indispensable conocer los valores de la resistencia de entrada y salida de un transistor con el fin de determinar los valores de la resistencia de carga y excitación que corresponden a las mejores condiciones de funcionamiento del amplificador.

Estos dos parámetros, específicamente dinámicos, pueden medirse por el método de la resistencia en serie para la resistencia de entrada y del puente para la de salida (circuitos representados en las figuras 310 y 311). En el cálculo de un proyecto, la medida no es siempre deseable ni incluso posible; en realidad habrá que servirse otra vez de las características del transistor.

*Parámetros para señales fuertes*

A título de ejemplo, trataremos en primer lugar de definir el parámetro "resistencia de entrada" del transistor. En la familia de características correspondiente (figura 312) se ve la posición del punto de reposo; recordemos que este último se determina en función de la potencia máxima que debe dar el paso.

Hay varias posibilidades de cálculo de la resistencia de entrada, teniendo en cuenta en particular las condiciones de modulación del transistor.

Calcularemos esta resistencia refiriéndonos exclusivamente a la posición del punto de reposo en la característica de entrada.

El ángulo que forman la recta que une el origen con el punto de reposo y el eje de la corriente de base define por su tangente un valor medio de la resistencia de entrada que compararemos con el parámetro correspondiente del transistor en régimen de señales fuertes.

Este valor es muy aproximado, pero la sencillez del proceso de cálculo explica el empleo frecuente de este parámetro.

Este método se aplica también a la determinación de la ganancia de corriente. La figura 313 demuestra perfectamente que el ángulo determinado por la recta 0 al punto de reposo y el eje de la corriente de base define por su tangente un valor medio de la ganancia de corriente o sea el parámetro de ganancia de corriente en régimen de señales fuertes.

En cuanto a la resistencia de salida, su cálculo se hace muy sencillo siguiendo el método utilizado para el cálculo (establecimiento) del parámetro $1/h_{22e}$ (parámetro para señales débiles) (figura 314).

Habíamos demostrado ya la importancia de los parámetros de señales fuertes, en particular, la resistencia de entrada; es interesante observar que la ganancia de corriente del transistor, definida en las mismas condiciones, puede simplificar en ciertos casos el cálculo de la ganancia de potencia de un paso.

medida de la resistencia de entrada

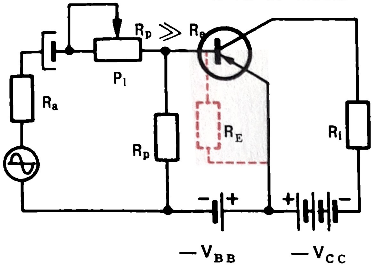

$R_p \gg R_e$
$P_l$
$R_a$
$R_p$
$R_E$
$R_l$
$-V_{BB}$
$-V_{CC}$

Fig. 310

medida de la resistencia de salida

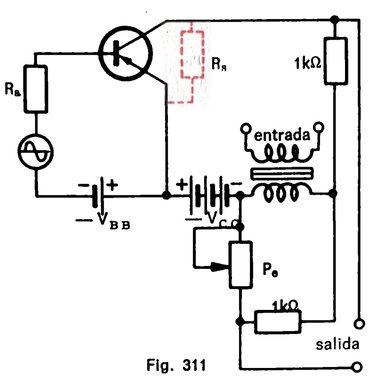

$R_s$
1kΩ
$R_a$
entrada
$-V_{BB}$
$-V_{CC}$
$P_e$
1kΩ
salida

Fig. 311

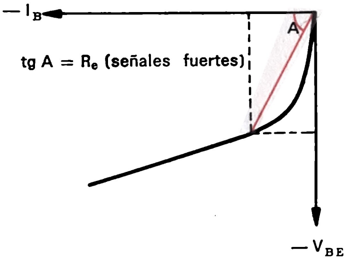


Fig. 312

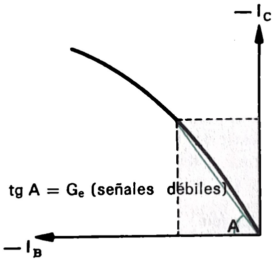


Fig. 313

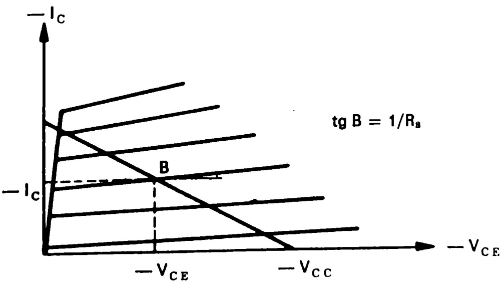


Fig. 314

variaciones de ganancia compuesta de potencia en función de la resistencia de ataque

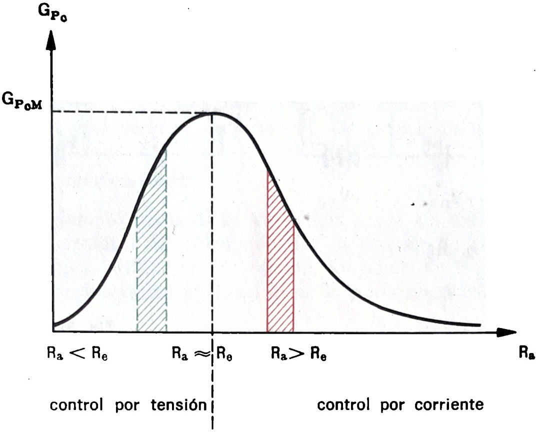


Fig. 315

distorsión en función de la resistencia de ataque

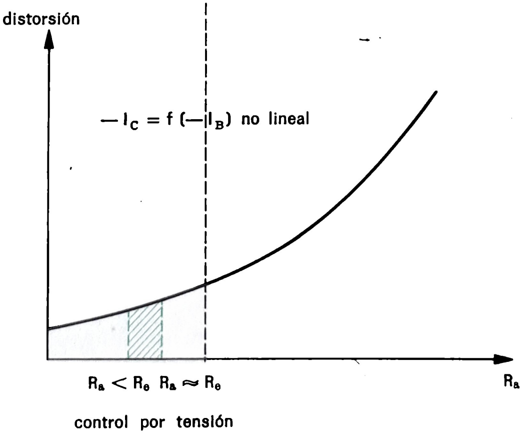


Fig. 316

Refiriéndonos a la relación $G_P = G_C \cdot G_V$, podemos calcular con más facilidad la ganancia de potencia únicamente en función de la ganancia de corriente y de la resistencia de entrada y carga:

$$G_P = G_C \cdot G_V = G^2_C \cdot \frac{R_L}{R_e}$$

sabiendo que:

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_L \cdot I_c}{R_e \cdot I_b} = \frac{I_c}{I_b} \cdot \frac{R_L}{R_e} = G_C \cdot \frac{R_L}{R_e}.$$

### *Curva de respuesta de frecuencia de un amplificador en clase A.*

La repuesta de frecuencia de tal paso amplificador está ligada, por una parte, a los parámetros del transistor, y, por otra, a la influencia de ciertos componentes de los circuitos (transformadores, condensadores, etc.).

### *Influencia del transistor*

Según las condiciones de control, los resultados de un transistor pueden ser muy diferentes; es cierto que el circuito elegido influye mucho en las posibilidades de frecuencia de un mismo transistor.

Estudiaremos en primer lugar el problema del control.

En el control por corriente (gran valor de la resistencia de excitación) el parámetro activo del transistor no es otro que la ganancia de corriente; si adoptamos el circuito de emisor común (mayor importancia de la ganancia de potencia), la frecuencia de corte de la ganancia de corriente es pequeña (recordemos de paso que la frecuencia de corte de la ganancia "$f$ (β)" es aquella para la cual la ganancia de corriente ha caído 3 dB con relación a su valor en las frecuencias bajas). Esta frecuencia de corte es del orden de 8 a 10 kHz en un transistor de aleación, de potencia, de audiofrecuencia. En estas condiciones, los resultados en frecuencia de nuestro amplificador no son muy brillantes.

La posibilidad de controlar el transistor por tensión (pequeño valor de la resistencia de ataque) mejora considerablemente la curva de respuesta de amplitud/frecuencia del transistor; el parámetro activo que corresponde a este régimen de funcionamiento es la pendiente (cuya frecuencia de corte es unas 20 veces mayor que la de corte de la ganancia de corriente, para un mismo transistor).

Si recordamos la curva de la ganancia compuesta de potencia en función de la resistencia de ataque (fig. 315) comprobamos que no conviene un fuerte control por tensión; en la práctica es siempre deseable un término medio; por ejemplo, un control por tensión, pero con una resistencia de excitación bastante inferior a la de entrada del paso.

Aparte del problema de la frecuencia de corte, el control por tensión se había recomendado en régimen de señales muy fuertes a causa de la curvatura de la característica de transferencia de corriente de los transistores de potencia (figura 316). En realidad, el transistor rara vez se encontrará en condiciones de máxima modulación y esta última curvatura sólo interviene en tales condiciones límites de funcionamiento.

En régimen de señales medias, o en el caso de un transistor de característica lineal de transferencia de corriente, se puede admitir que el control por corriente es claramente más favorable en cuanto a las posibles distorsiones del paso (esta situación está perfectamente resumida en la figura 317). Por todo ello, habrá que buscar un término medio; por otra parte, tendremos ocasión de volver a hablar de esto cuando estudiemos los circuitos de reacción negativa (contrarreacción).

El circuito de base común permite, por lo contrario, mejorar mucho los resultados en frecuencias de un paso amplificador (régimen de señales fuertes) funcionando en clase A. La frecuencia de corte de la ganancia de corriente de este circuito es claramente superior a la del de emisor común ($f(\alpha) \gg f(\beta)$); además, la característica de transferencia de corriente de este montaje es prácticamente lineal (de ahí la posibilidad de tener el transistor controlado por corriente, cualquiera que sea la amplitud de la señal transmitida). Sin embargo, la ganancia de potencia desfavorable de este tipo de circuito, habida cuenta de las posibilidades del de emisor común en este campo, es la causa de un empleo mucho más frecuente de este último.

### Influencia de los elementos exteriores al transistor

No vamos a volver a estudiar con detalle la influencia de los diversos componentes exteriores al transistor; basta para ello hacer referencia al capítulo correspondiente del apartado "régimen de señales débiles".

Es muy importante observar que el transformador o los transformadores tienen siempre una ifluencia nefasta sobre el comportamiento en frecuencia del paso amplificador. Los buenos resultados en frecuencia de un transformador son incompatibles con las dimensiones reducidas impuestas en la realización de conjuntos portátiles transistorizados.

Para evitar este inconveniente se pueden suprimir todos los transformadores (en audiofrecuencia) atacando el paso de salida mediante un circuito *RC* y colocando la bobina móvil del altavoz directamente en el emisor o el colector del transistor.

### *Ausencia de transformador de salida*

No nos extenderemos sobre la supresión del transformador en el circuito de excitación del paso de salida; pero no hay que olvidar que este paso se halla siempre en la práctica controlado por corrientes en el caso de un acoplo *RC* cuando el paso anterior se tiene también emisor común, que es el caso más frecuente. Por lo contrario, el hecho de colocar directamente la bobina del altavoz en el circuito colector del transistor se traduce en la superposición de las rectas de carga estática y dinámica, en la familia de características de salida de la figura 318 (con la condición de que no se encuentre ninguna resistencia en serie con el emisor, lo que provocaría una ligera rotación hacia la posición horizontal de la recta de carga estática (resistencia de emisor desacoplada por un condensador de gran valor).

distorsión en función de la frecuencia

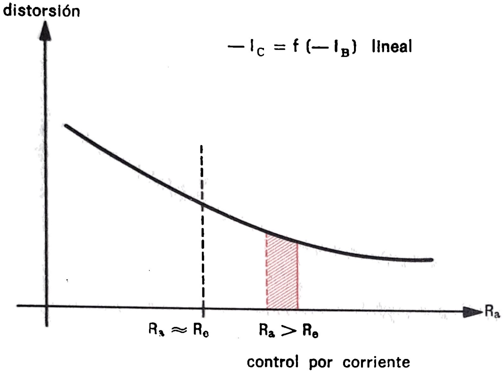


Fig. 317

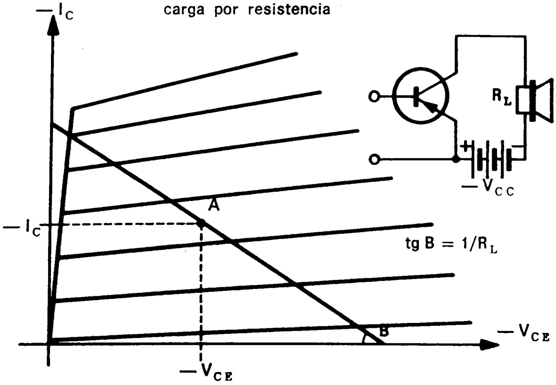

$-I_C$
carga por resistencia
$R_L$
+
$-V_{CC}$
A
$-I_C$
tg B = $1/R_L$
B
$-V_{CE}$
$-V_{CE}$

Fig. 318

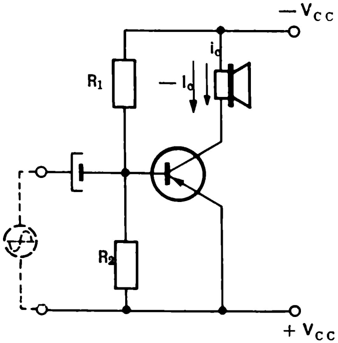

— Vcc
ic
R1
— Ic
R2
+ Vcc

Fig. 319

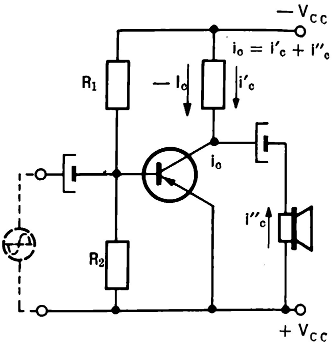

— Vcc
io = i'c + i''c
R1
— Ic
i'c
io
i''c
R2
+ Vcc

Fig. 320

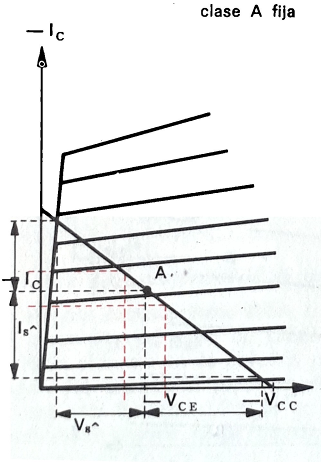


Fig. 321

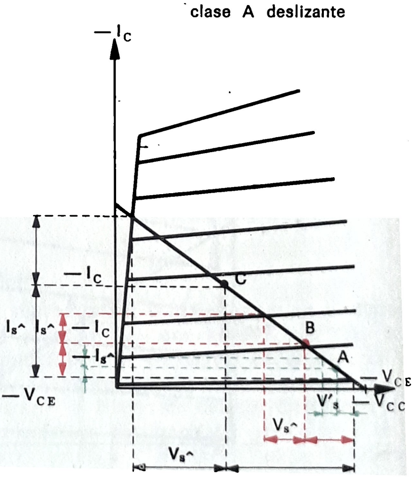


Fig. 322

El inconveniente de tal sistema aparece en la figura 319. La bobina móvil del altavoz está atravesada por la corriente continua $-I_C$ (corriente de reposo), lo que se traduce en un desplazamiento permanente de la membrana. Sería necesario, por tanto, construir altavoces especiales para este género de montaje, lo que no es lógico, dados los malos resultados de tal sistema (rendimiento inferior al 25 %).

Se puede suprimir también el paso de corriente continua por la bobina móvil del altavoz colocando un condensador en serie con ella; el paso de la corriente entre la fuente de alimentación y el colector del transistor (figura 320). Esta solución entraña una pérdida suplementaria de la señal de salida, pues si la resistencia de colector está atravesada por la corriente de reposo $-I_C$, también lo está por una parte de la corriente alterna del colector, que se pierde así.

Al principio de esta página hemos insistido particularmente sobre el mal rendimiento de tal sistema; hay que observar que este rendimiento insuficiente constituye el mayor defecto de los sistemas de amplificación de potencia polarizados en clase A. El 25 % anteriormente definido determina un límite teórico jamás alcanzado: las características residuales llevan consigo una baja sensible de este rendimiento.

Además, y es ahí donde está precisamente el mayor defecto de nuestro sistema de amplificación, el rendimiento disminuye con la amplitud de la señal transmitida. En la familia de características de salida de la figura 321, la modulación máxima del transistor provoca un desplazamiento máximo del punto de funcionamiento o sea, variaciones máximas de la tensión y la corriente de salida.

En empleo normal raramente se utiliza el amplificador al máximo de sus posibilidades, al menos en lo que se relaciona con la potencia de salida; una disminución de la excursión del punto de funcionamiento no modifica en nada la potencia suministrada por la batería. En estas condiciones, el rendimiento del paso de salida disminuye y se puede hacer muy pequeño en régimen de señales débiles.

Sería preferible, para aumentar este rendimiento, reducir la potencia continua disipada en la unión colector-base del transistor: desplazar el punto de reposo, para una disminución de la corriente de colector, en las características de salida de la figura 322.

Sin embargo, la excursión del punto de funcionamiento no puede ser simétrica para una señal de salida máxima; la solución no consiste en usar un solo transistor en clase AB, sino en hacer variar la potencia dada por la batería en función de la señal disponible a la salida. Entonces se puede mantener permanentemente el transistor en clase A, desplazando el punto de reposo en función de la mitad de la señal de salida: de ahí la noción de clase A deslizante que se aplica a tal amplificador.

## 4.5. Paso amplificador en clase A deslizante (régimen de señales fuertes)

La única diferencia que existe entre un paso amplificador de audiofrecuencia en clase A deslizante y otro idéntico en clase A fija reside simplemente en que en el primero el punto de reposo se desplaza en función de la señal aplicada a la entrada del paso amplificador. El principio de este paso consiste en determinar un punto de reposo tal que la potencia suministrada por la batería sea todo lo baja posible cuando no hay aplicada ninguna señal a la entrada del paso. Vamos a estudiar primeramente el caso de carga por primario de transfomador; después veremos los problemas creados por la realización de tal amplificador cuando la carga está constituida por una resistencia (este último caso corresponde al empleo de la bobina móvil del altavoz directamente en el colector o en el emisor del transistor).

### *Caso de una carga por primario de transformador*

El circuito usado está representado en la figura 323. La particularidad de este paso reside en la utilización de un diodo asociado a un circuito *RC* entre la entrada y la salida. Explicaremos detalladamente el papel de este circuito; en primer lugar, es preferible situar el punto de reposo en la familia de características de salida del transistor de la figura 324.

En estas características, tracemos primero la recta de carga dinámica del transistor, suponiendo la tensión de alimentación conocida e igual a $-V_{CC}$ La resistencia del primario del transformador es prácticamente despreciable; considerando la ausencia de resistencia en el circuito de emisor, la recta de carga estática es perpendicular al eje de abscisas (eje de tensiones colector-emisor).

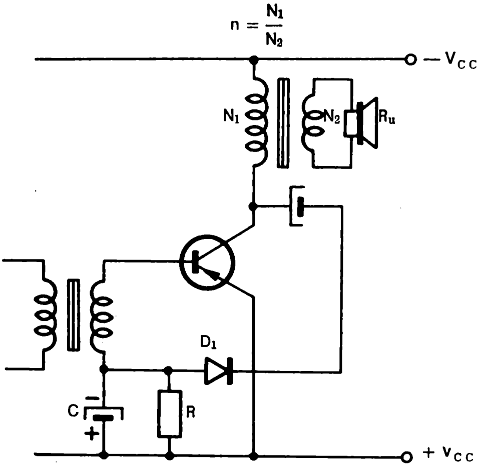
Para trazar la recta de carga dinámica de este mismo paso, es preferible fijar desde ahora y arbitrariamente una posición del punto de reposo; por ejemplo, el punto *A* en la red de la figura 324.

La impedancia de carga del colector o impedancia vista desde el primario está dada por el producto:

$$Z_P = n^2 \cdot R_U$$

sabiendo que $n$ define la relación de transformación del transformador ($n = N_1/N_2$) y $R_U$ es la resistencia de utilización que carga el secundario de este transformador. En tales condiciones, la impedancia $Z_P$ es relativamente grande y, en verdad, mucho más importante que la resistencia en continua que nos ha servido para trazar la recta de carga estática del paso. Por tanto, la recta de carga dinámica forma un ángulo relativamente pequeño con la horizontal, pasando, además, obligatoriamente por el punto de reposo elegido en la red de características de salida del transistor.

El punto de reposo *A* elegido arbitrariamente con el fin de facilitar la representación de la recta de carga dinámica corresponde en realidad al paso de una corriente continua por el circuito de base; si examinamos ahora el montaje de la figura 323, comprobamos que en ausencia de señal aplicada a



$n = \frac{N_1}{N_2}$
$-V_{CC}$
$N_1$
$N_2$
$R_u$
$D_1$
C
R
$+V_{CC}$

Fig. 323

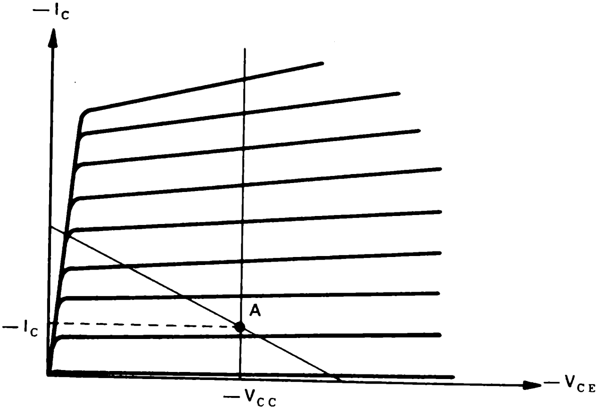
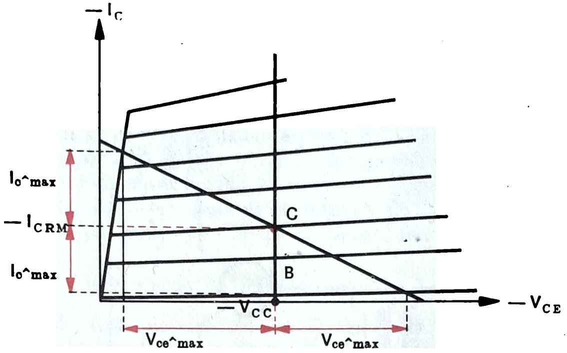
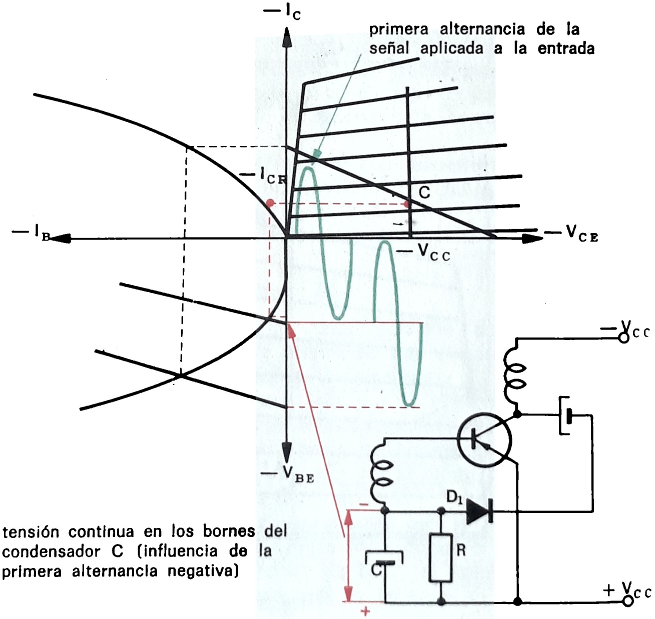


Fig. 324



— I_C
I_o^max
— I_CRM
I_o^max
C
B
— V_CC
— V_CE
V_ce^max
V_ce^max

Fig. 325



— I_C
— I_CR
C
— I_B
— V_CE
— V_CC
— V_BE
— V_CC
+ V_CC
D₁
R
C
–
+

primera alternancia de la señal aplicada a la entrada

tensión continua en los bornes del condensador C (influencia de la primera alternancia negativa)

Fig. 326

la entrada no puede circular aparentemente ninguna corriente por la base del transistor. El punto de reposo se halla, por tanto, en *B*, en la recta de carga estática de la figura 325.

Con el fin de facilitar las explicaciones, supondremos despreciable la característica residual (para $-I_B = 0$) del transistor.

En ausencia de señal de entrada, la potencia dada por la batería es teóricamente nula, ya que no circula ninguna corriente por el circuito considerado.

Cuando se aplica una señal a la entrada de este paso (situación representada en la figura 326), una alternancia positiva no aporta prácticamente ninguna modificación de la posición del punto de reposo en la familia de características de salida.

Por lo contrario, la alternancia de la unión base-emisor, lleva consigo el paso de una corriente por el circuito de colector del transistor; esta variación de la corriente provoca la aparición de una tensión en bornes del primario del transformador. Esta tensión se aplica directamente en bornes del circuito $D_1$ — *RC*.

El diodo $D_1$ queda ahora polarizado en sentido directo, el condensador *C* se carga muy rápidamente y la tensión anteriormente indicada en bornes del primario del transformador aparece simultáneamente en los del circuito *RC*. Consideradas las diferentes fases de las señales aplicadas y recogidas en los diversos puntos del circuito, este régimen instantáneo corresponde a un desplazamiento del punto de reposo de la posición *C*, ya que una tensión $-V_{BE} = -V_1$ está aplicada entre base y emisor del transistor.

En la alternancia siguiente, las variaciones de tensión entre base y emisor y en bornes del primario del transformador están invertidas con relación al caso anterior; el diodo $D_1$ está ahora polarizado en sentido inverso. El condensador *C* se descarga por la resistencia *R*; dada la constante de tiempo de este circuito, la descarga es relativamente lenta y la variación de tensión en bornes del condensador *C* es prácticamente muy pequeña. En estas condiciones, se puede admitir que si las constantes de tiempo de carga y descarga del condensador *C* están bien calculadas, el punto de reposo, en régimen de funcionamiento para un nivel de señal inyectado correspondiente al de la figura 326, se halla permanentemente alrededor de la posición *D* en las características de salida del transmisor.

La proyección del punto *D* sobre el eje $-I_C$ da el valor de la corriente de colector de reposo relacionada con el nivel de la señal de salida. Esta corriente de reposo $-I_C$ es poco diferente del valor máximo de la corriente que circula por el primario del transformador.

Si varía la amplitud de la señal aplicada, la corriente en el primario del transformador varía en las mismas proporciones; la corriente de reposo de colector se ajusta automáticamente a un valor cercano a la variación máxima de la corriente del primario del transformador.

Considerando la posición particular de la recta de carga dinámica en la familia de características de salida del transistor (fig. 37), será necesario siempre limitar la excursión del punto de funcionamiento, hacia valores grandes de la corriente de colector, a una posición simétrica con relación al punto de reposo de la excursión posible de este mismo punto hacia valores pequeños de la corriente de colector o sea, por ejemplo, los puntos *F* y *G* de la figura 327.

Antes de abordar ciertas consideraciones prácticas indispensables para el establecimiento de tal circuito, vamos a estudiar el caso de una carga puramente resistiva. Recordemos que esta eventualidad presenta gran interés, ya que corresponde en la práctica cargar directamente el transistor con la bobina móvil del altavoz.

### *Caso de una carga resistiva*

El circuito realizado está representado en la figura 328; la carga del transistor está constiuida por la resistencia $R_L$.

En la red de características de salida de este transistor fijemos en primer lugar la tensión de alimentación $-V_{CC}$ (punto *A*). La recta de carga correspondiente a la representación de la influencia de $R_L$ sobre esta red está dada por la relación:

$$\operatorname{tg} A = 1/R_L.$$

Si se desprecian las características residuales (en particular $-I_C = f(-V_{CE})$ para $I_B = 0$), se puede admitir que, en ausencia de señal a la entrada del paso, el punto de reposo se sitúa en *A*, en la recta de carga, o sea con ausencia total de corriente en base y colector.

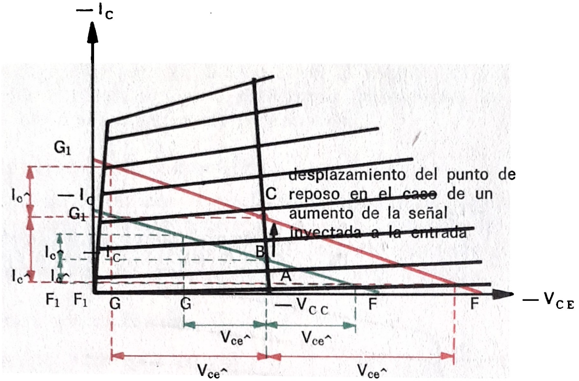
Para una alternancia negativa de la señal aplicada entre base y emisor el transistor se encuentra ahora en condiciones normales de funcionamiento.

La variación de la corriente de colector, que es la consecuencia de ello, lleva consigo la aparición de una variación de tensión en bornes de $R_L$.

Nos encontramos ahora en condiciones idénticas a las estudiadas en el caso de una carga por primario de transformador. La variación de tensión en bornes de la resistencia $R_L$ carga el condensador *C* a través del diodo $D_1$ (este último está polarizado se descarga por la resistencia *R*. Una tensión sensiblemente continua aparece en bornes de la resistencia *R*, por ejemplo entre base y emisor del transistor; esta tensión está ligada directamente a la amplitud de la señal aplicada a la entrada.

Se concibe fácilmente que el punto de reposo ocupe una porción tal que la excursión del punto, hacia valores pequeños de la corriente de colector, corresponda a la variación anteriormente dada de la tensión colector-emisor.

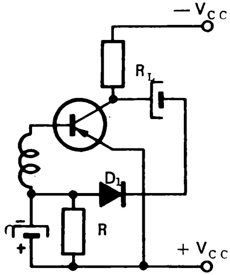
carga por primario de transformador

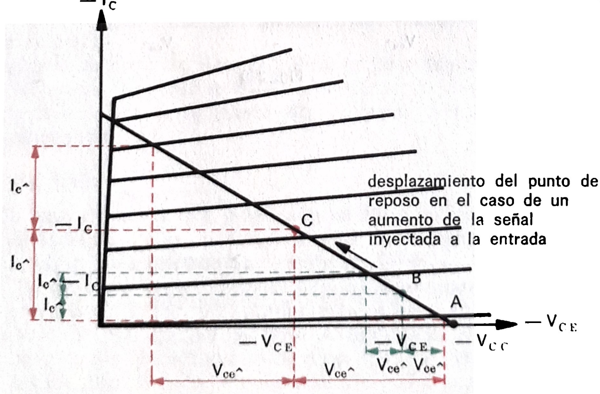


desplazamiento del punto de reposo en el caso de un aumento de la señal inyectada a la entrada

Fig. 327

carga resistente





desplazamiento del punto de reposo en el caso de un aumento de la señal inyectada a la entrada

Fig. 328

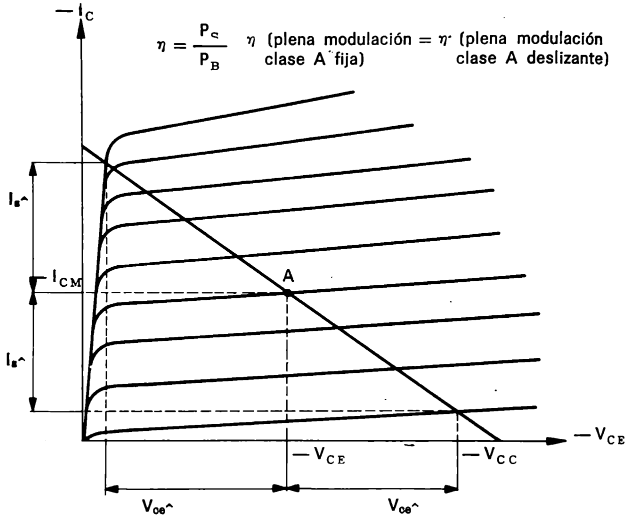

—I_C
η = P_C/P_B
η (plena modulación = η' (plena modulación
clase A fija)
clase A deslizante)
I_s^
—I_CM
A
I_s^
—V_CE
—V_CE
—V_CC
V_ce^
V_ce^

Fig. 329

### *Algunas consideraciones prácticas relativas a la realización de un paso de salida en clase A deslizante*

Durante el estudio de la realización de pasos amplificadores en clase A fija, hemos definido cierto número de parámetros; estos últimos estaban, por otra parte, ligados al empleo del transistor al máximo de sus posibilidades. Recordemos rápidamente estos parámetros, subrayando las diferencias posibles entre los dos regímenes de polarización.

### Potencia máxima disponible a la salida

Esta potencia se define por el producto de los valores máximos eficaces de la tensión en bornes de la resistencia $R_L$ y la corriente del circuito de colector. Si nos referimos a la figura 329, las dos potencias máximas son (con plena modulación del transistor) sensiblemente idénticas.

### *Potencia disipada en el colector*

En un circuito polarizado en clase A, la posición definitiva del punto de reposo comprende un valor preciso de la tensión colector-emisor ($-V_{CE}$), así como una corriente de colector ($-I_C$) relativamente grande. En estas condiciones, la potencia disipada en la unión base-colector o potencia disipada en el colector del transistor es siempre muy importante.

Por lo contrario, en el sistema de polarización en clase A deslizante, la tensión colector-emisor y la corriente de colector de reposo varían con la amplitud de la señal amplificada. Como rara vez se utiliza tal paso con máxima modulación, el sistema en clase A deslizante presenta a este respecto ciertas ventajas en relación con la polarización en clase A fija.

### Potencia dada por la batería

Cualquiera que sea el sistema de polarización adoptado, la potencia dada por la batería que alimenta el circuito es sobre todo función de la corriente de reposo de colector.

En un régimen de clase A, esta corriente es muy importante; en consecuencia, la potencia dada por la batería puede ser relativamente grande.

En el sistema de clase A deslizante esta potencia varía con la amplitud de la señal transmitida.

### Rendimiento del paso

Cuando un paso de salida está polarizado en clase A fija, el rendimiento máximo correspondiente a una modulación total del transistor, con la condición de despreciar las características residuales ($-V_{CEK}$, $-I_{CEO}$), es del orden del 25 %. En condiciones normales de utilización, para un valor intermedio de la potencia de salida, este rendimiento se hace mucho menor.

En un sistema de polarización en clase A deslizante, el rendimiento se encuentra siempre en los alrededores de su valor máximo, ya que la potencia dada por la batería con la señal transmitida. De todos modos, la anterior conclusión no es general; la posibilidad de utilizar el paso con un rendimiento muy próximo a su valor máximo comprende, de una parte, un régimen de polarización prácticamente situado en clase B y, de otra, características de transferencia de corriente y entrada del transistor sensiblemente idénticas.

En realidad, el cumplimiento de estas dos cláusulas no es nunca posible, aunque en un régimen de señales débiles, o incluso medias la necesidad de elegir un punto de reposo definido por una tensión colector-emisor y una corriente de colector corresponde a cierta potencia dada por la batería. Con tales condiciones, el rendimiento en régimen de señales débiles puede ser sensiblemente inferior al 25 % dado en la página anterior.

¿Por qué razones se debe polarizar el transistor en ausencia de señales aplicadas a la entrada del paso?

Supongamos un transistor teórico cuyas características, representadas en la fig. 330, son completamente lineales; además, este tipo realmente perfecto de transistor está desprovisto de características residuales.

Como el transistor está cargado por una resistencia, es muy fácil conociendo la tensión de alimentación $-V_{CC}$, trazar en la red de características de salida la recta de carga correspondiente.

En ausencia de señales aplicadas exteriormente a los bornes de entrada, fijamos la posición del punto de reposo en $A$, en el eje $-V_{CE}$. Ya que estamos simplificando, adoptemos para el circuito de la figura 331 un diodo $D_1$, de característica perfectamente lineal, representada en la figura 332.

Para comprender mejor la función propia de cada componente del circuito, se puede representar este conjunto en forma de dos rectángulos (figura 333): uno señalando la función amplificadora del transistor; otro, la transformación en corriente o en tensión continuas de la señal recogida en la salida. Este último rectángulo representa de forma sinóptica el conjunto $D_1$-$RC$.

No es indispensable explicar detalladamente el funcionamiento de tal conjunto, que ya ha sido estudiado en las páginas anteriores. La figura 333 resume perfectamente el caso.

Si consideramos las características reales del diodo (fig. 335) y del transistor (fig. 334) comprobamos que son muy diferentes de las perfectamente lineales de las figuras 330 y 332.

Para señales de poca amplitud, las variaciones de tensión continua recogidas en bornes de la resistencia $R$ son también muy pequeñas (variaciones relativamente pequeñas de corriente a través del diodo cuando está poco polarizado en sentido directo, figura 335).

Cuando las señales aplicadas a la entrada del paso tienen una amplitud mayor, la tensión en bornes del circuito $RC$ se hace mayor y la del punto de reposo queda en condiciones tales, en las características de la figura 335, que las señales se pueden transmitir con el mínimo de distorsión.

características teóricas de un transistor

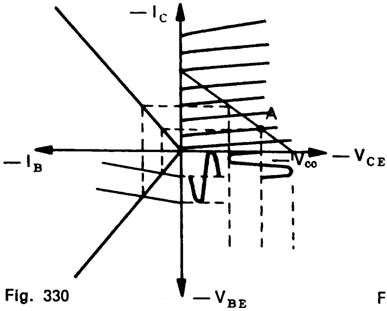


Fig. 330

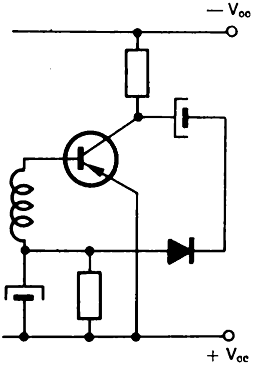


Fig. 331

característica teórica de un diodo

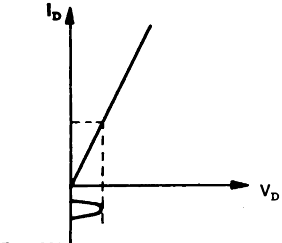


Fig. 332

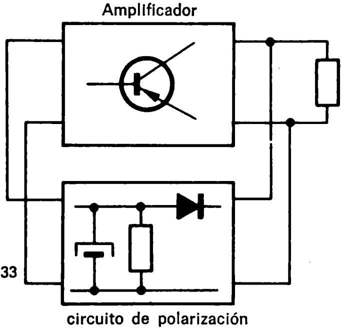

Amplificador
circuito de polarización

Fig. 333

características reales de un transistor

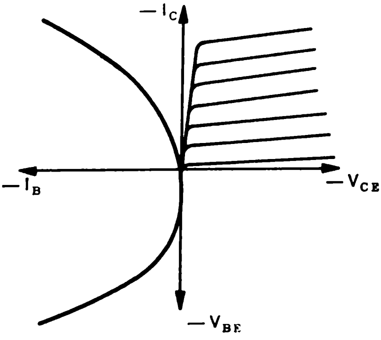


Fig. 334

características reales de un diodo

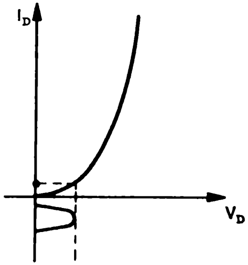


Fig. 335

gran polarización inversa del transistor

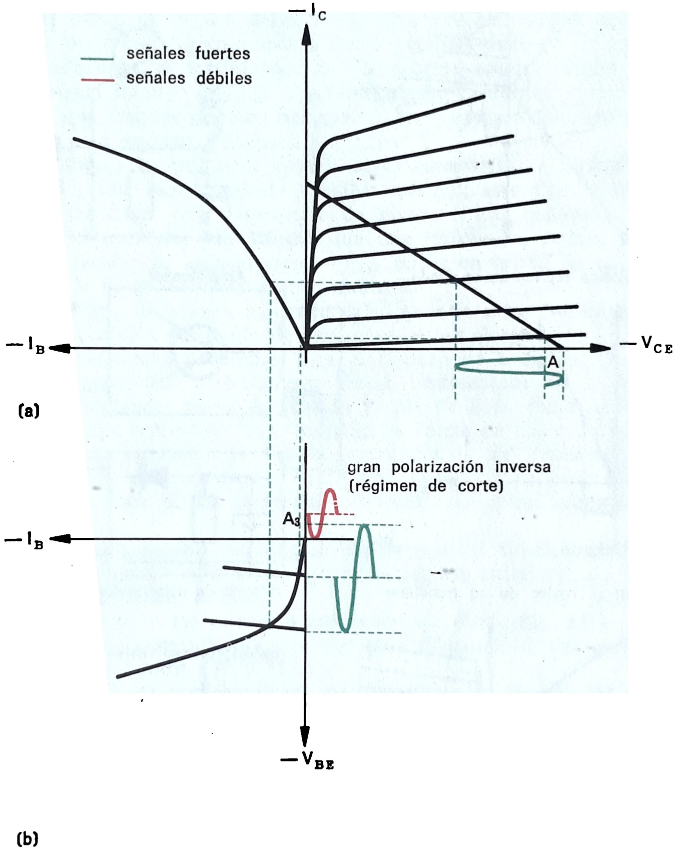

−I_C
señales fuertes
señales débiles
−I_B
−V_CE
A
(a)
gran polarización inversa
(régimen de corte)
A3
−I_B
−V_BE
(b)

Fig. 336

En la realización de tal paso se presentan dos problemas:

- — la falta de linealidad de la característica de entrada del transistor, así como, accesoriamente, la influencia de la característica de corriente residual;
- — la falta de linealidad de la característica del diodo utilizado en el circuito de polarización.

### Influencia de las características del transistor

Volvamos a la familia de la figura 334. El empleo del transistor en condiciones óptimas para la clase A deslizante correspondería a la ausencia de corriente de colector cuando no se aplica ninguna señal a la entrada de este paso; el punto de reposo debe situarse en el eje de tensiones colector-emisor (o sea, por ejemplo, en el punto *A*, en las características de la figura 336 *a*).

Dichas condiciones exigirán una franca polarización en sentido inverso de la unión base-emisor, aunque para pequeños niveles de señal aplicada a la entrada esta unión correría el riesgo de quedar permanentemente polarizada en sentido inverso. No se transmitirá ninguna señal a la salida de este paso y el punto de reposo no podrá desplazarse por la recta de carga trazada en color verde en la figura 336, *a*.

Para señales de amplitud superior, sólo los máximos de las sinusoides (que representan la señal aplicada) permitirán una polarización directa de la unión base-emisor y pondrán el transistor en régimen normal de funcionamiento. Las variaciones de la corriente de colector y las de tensión en bornes de la resistencia de carga serán mucho más parecidas a impulsos que a sinusoides; de ahí un tanto por ciento de distorsión muy importante.

Fijemos, por tanto, la posición del punto de reposo, en ausencia de señal exterior, en el punto de cruce de la corriente residual y la recta de carga (punto *B* en la red de la figura 336, *b*).

En ausencia de señal aplicada a la entrada de este paso, la unión base-emisor no está polarizada. Para simplificar las explicaciones, vamos a suponer que el transistor está controlado por tensión, o sea una recta de ataque próxima a la posición horizontal en la característica de entrada de la figura 336, *b*.

En la alternancia negativa, la unión base-emisor está polarizada en sentido directo. ¿De qué parámetro depende la corriente de colector? Aparentemente está ligada a la corriente de base mediante la ganancia de corriente. Gráficamente, la característica de transferencia de corriente parece suficiente para calcular las variaciones de la corriente de colector en función de las correspondientes de la corriente de base.

Si suponemos aplicado un valor pequeño de señal, la falta de linealidad de la característica de entrada sólo implica variaciones pequeñas de la corriente de base, o sea una pequeña variación de la corriente de colector y un valor muy bajo de la tensión en bornes de la resistencia de carga. El desplazamiento del punto de reposo en las características de la figura 337 no corresponde a lo que debería ser, dada la amplitud de la señal aplicada a la entrada.

Una de las observaciones más importantes que se pueden hacer con relación al régimen de señales débiles es que se utiliza raramente en un paso de salida; por lo contrario, el efecto de distorsión provocado por la no linealidad de la característica de entrada del transistor no es despreciable en régimen de señales medias.

Para evitar esta distorsión, que puede ser muy importante cuando disminuye la amplitud de la señal amplificada, se puede elegir un punto de reposo tal que la zona menos interesante de la característica de entrada no sea nunca recorrida por el punto de funcionamiento ni incluso en régimen de señales débiles (punto de reposo en *C*, en la característica de salida de la figura 337).

No hay que olvidar que la elección de esta posición para el punto de reposo implica una disminución neta del rendimiento del paso, sobre todo en régimen de señales medias y débiles.

La elección del punto de reposo se deberá definir pues partiendo del término medio más favorable posible entre la distorsión mínima y el rendimiento máximo en régimen de señales medias.

### *Influencia de la no linealidad de la característica directa del diodo*

Si consideramos el nuevo esquema de principio de este paso (fig. 338), observamos que el porcentaje de distorsión en régimen de señales medias está relacionado también con la característica corriente/tensión del circuito de polarización. Esta situación queda resumida perfectamente en la característica del diodo de la figura 339.

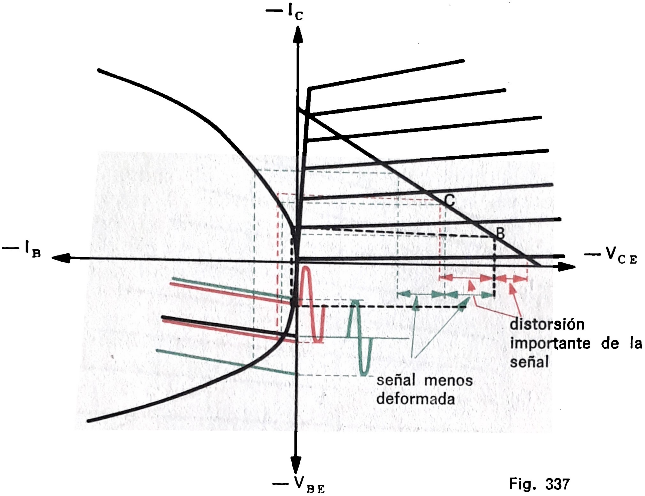
Las variaciones de tensión continua recibidas en bornes de la resistencia $R$ dependen exclusivamente de las características del diodo.

Para pequeños valores de tensión en bornes de la resistencia de carga $R_L$, las variaciones de corriente en el diodo, polarizado en sentido directo, son mucho menores, y la tensión continua en bornes de la resistencia $R$ es demasiado pequeña para poder polarizar normalmente el transistor, teniendo en cuenta la amplitud de la señal amplificada.

Con el fin de evitar estos inconvenientes, se puede polarizar el diodo, es decir, situar el punto de funcionamiento en la característica directa del diodo de tal forma que una variación de tensión alterna, aun muy pequeña, dé lugar a otra cuantitativamente correspondiente de la corriente que atraviesa este diodo.

Otro procedimiento consiste en emplear un segundo transistor como amplificador, con el fin de obtener variaciones suficientemente importantes de la tensión base-emisor de polarización del transistor principal.

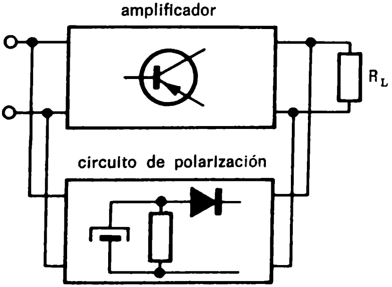
búsqueda de un punto de reposo óptimo



$-I_C$
$-I_B$
$-V_{CE}$
$-V_{BE}$
C
B
distorsión importante de la señal
señal menos deformada

Fig. 337

influencia de la no linealidad
de la característica
directa del diodo



amplificador
$R_L$
circuito de polarización

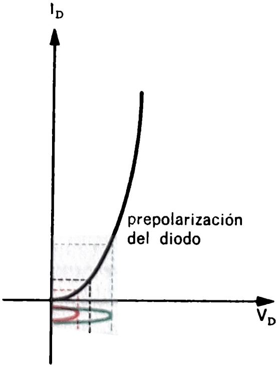
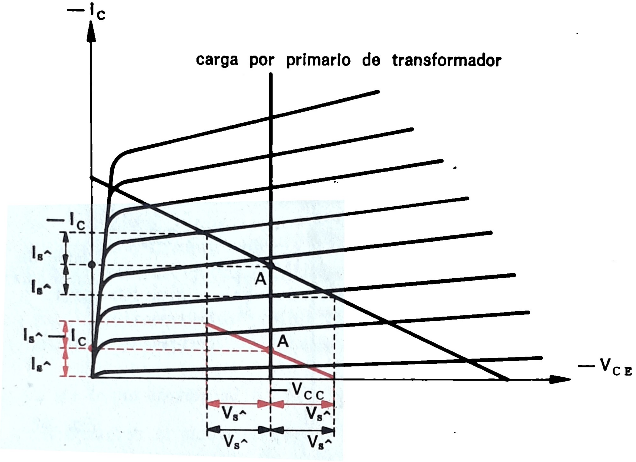


Fig. 338

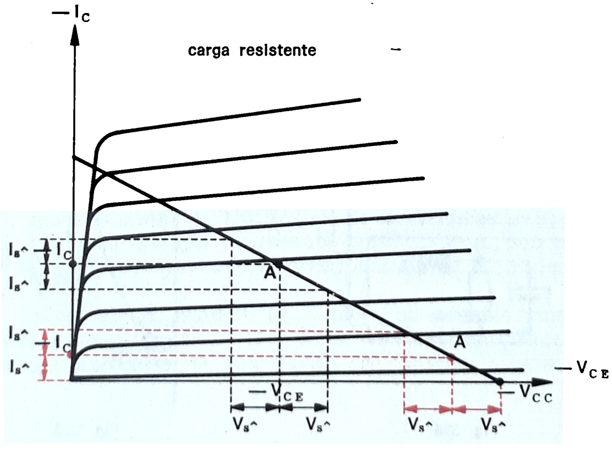
Fig. 339

potencia de salida y rendimiento entre la clase A fija y la clase A deslizante



—I$_C$
carga por primario de transformador
—I$_C$
I$_s$^
I$_s$^
A
I$_s$^
—I$_C$
I$_s$^
A
—V$_{CE}$
—V$_{CC}$
V$_s$^
V$_s$^
V$_s$^
V$_s$^

Fig. 340



—I$_C$
carga resistente
I$_s$^
I$_C$
I$_s$^
A
I$_s$^
I$_C$
I$_s$^
A
—V$_{CE}$
—V$_{CE}$
—V$_{CC}$
V$_s$^
V$_s$^
V$_s$^
V$_s$^

Fig. 341

Tal sistema es un poco más difícil de llevar a cabo, pero se puede determinar utilizando las familias de características de los diferentes elementos que forman el circuito.

Estableciendo ahora un paralelismo entre los sistemas de polarización en clase A fija y en clase A deslizante, nos damos cuenta fácilmente que los diferentes cálculos de potencia de salida de la figura 340 en el caso de una carga resistente, y de la figura 341, en el de un transformador, así como de la ganancia de potencia y porcentajes de distorsión son prácticamente idénticos.

Sin embargo, parece necesario abrir un paréntesis en lo que se refiere al porcentaje de distorsión; la influencia de la falta de linealidad del diodo utilizado en el circuito de polarización no será nunca despreciable y el cálculo del porcentaje de distorsión, cualquiera que sea el nivel de la señal aplicada a la entrada del paso, deberá tener en cuenta la influencia a menudo desfavorable de la característica directa del diodo.

Por lo contrario, el cálculo del rendimiento favorecerá siempre el sistema en clase A deslizante; en la práctica se puede admitir que este rendimiento (en régimen de señales medias o fuertes) se encuentra alrededor del 25 % cuando el transistor está cargado por una resistencia o por la bobina del altavoz, y que será del orden del 50 % en el caso de una carga por primario de transformador. Para estos valores es conveniente volver al estudio correspondiente del sistema en clase A fija.

No nos extenderemos mucho sobre los diferentes pasos simples en clase A, fija o deslizante, considerado el poco interés, aparte de la sencillez y economía que representa su realización, que ofrecen tales circuitos como pasos de salida. Vamos a demostrar que los pasos simétricos o en contrafase permiten rendimientos muy superiores, así como mayores potencias máximas disponibles en la salida.

Pero no hemos de deducir que un solo transistor en clase A se utiliza raramente en la práctica; aunque guardemos algunas reservas cuando se trata de pasos de salida, no hay que olvidar que esta solución se usa con frecuencia en los pasos intermedios de una cadena de amplificación de audiofrecuencia (paso principal, por ejemplo). Por eso, el estudio relativamente largo que acabamos de hacer era absolutamente indispensable.

### 4.6. Proceso de establecimiento de un paso (señales fuertes) en clase A fija

La realización de tal circuito exige un conocimiento perfecto de las condiciones límites de temperatura ambiente ya que las posibilidades de un transistor están todavía ligadas por desgracia a la temperatura del medio en que se encuentra. De todos modos, este problema es poco importante cuando se trata de un transistor de silicio.

Además, suponemos que no conocemos el valor de la tensión de alimentación, la cual es, en efecto, función de la tensión máxima que puede soportar el transistor que equipa el paso de salida.

### 1) Determinar la potencia máxima de salida

Esta energía está destinada a mover la bobina de un altavoz en el caso de un paso de salida o a modular al máximo el paso de salida o el siguiente, cuando el circuito en estudio constituye un elemento intermedio en una cadena de amplificación de audiofrecuencia.

En el cálculo de esta potencia máxima no habrá que despreciar la influencia del transformador (en el caso de una carga por transformador), sabiendo que el rendimiento $\eta_T$ de este último es siempre inferior al 100 %.

En realidad, la potencia máxima entre colector y emisor de un transistor o potencia disponible en los bornes de salida del transistor está dada por:

$$P_{SM} = P_{CE} = P_U/\eta_T.$$

$P_{SM}$ indica la potencia máxima alterna disponible en los bornes de salida del transistor, y $P_U$, la potencia máxima de utilización, bien en la bobina del altavoz, bien en el circuito base-emisor del transistor siguiente.

### 1) Fijar la potencia máxima en continua que debe ser disipada en la unión base-colector del transistor.

Recordemos a este respecto que si se desprecian las características de tensión y corriente residuales, la potencia máxima disipada en el colector es doble de la máxima disponible en la salida del paso; este caso está perfectamente resumido en las características de salida de la figura 342.

Por lo contrario, si tenemos en cuenta las características residuales (figura 343), la potencia máxima disponible es siempre inferior a la mitad de la máxima en continua disipada en la unión colector-base del transistor.

En la práctica se admite que: $P_{C\ \max} = 2{,}2\ P_{S\ \max}$.

En esta fórmula, $P_{C\ \max}$ representa la potencia máxima en continua que se puede disipar en la unión colector-base del transistor, y $P_{S\ \max}$, la potencia de salida (potencia en alterna, definida según las prescripciones del apartado precedente).

### 3) Determinar el tipo de circuito en el cual se utilizará el transistor

Este problema puede parecer secundario, pero los valores máximos de tensión continua, y por tanto de la de alimentación, pueden ser muy diferentes, según el circuito elegido. La máxima tensión colector-base ($-V_{CB\ \max}$) es claramente superior a la de colector-emisor máxima ($-V_{CE\ \max}$) del circuito de emisor común.

Además, la característica de transferencia de corriente ($-I_C = f(I_E)$) de un transistor en circuito de base común (transistor de potencia) es siempre mucho más lineal que la característica $-I_C = f(-I_B)$ del mismo tran-

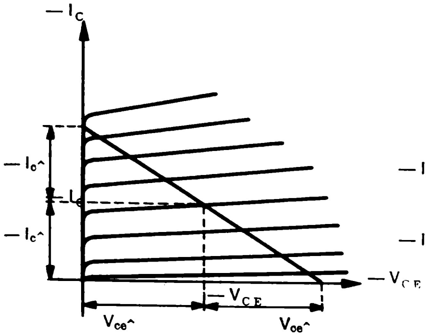

red idealizada

Fig. 342

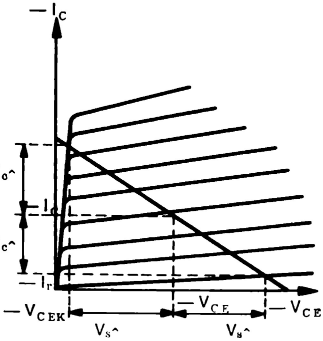

red real

Fig. 343

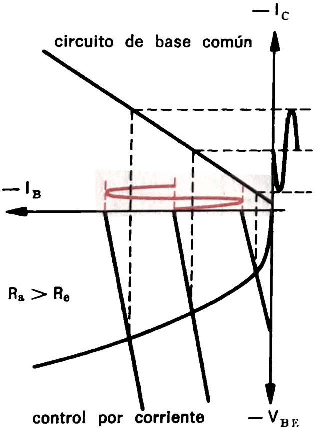


Fig. 344

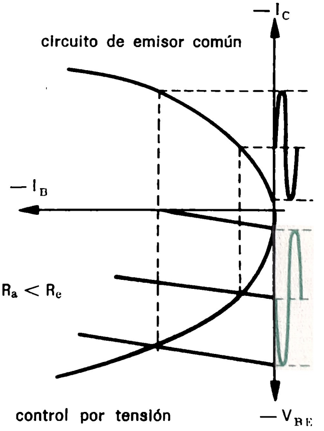


Fig. 345

Influencia de una aleta de refrigeración

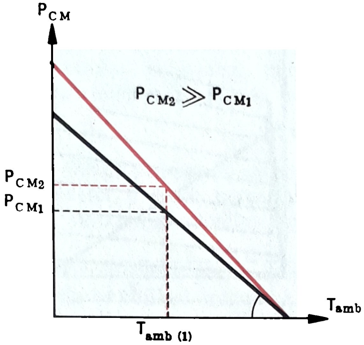


Fig. 346

elección de la tensión de alimentación

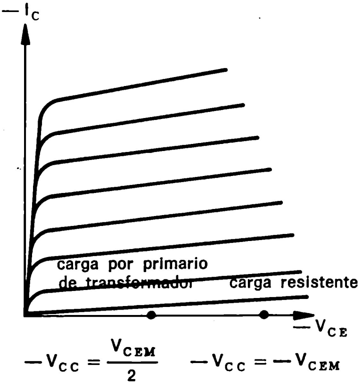


Fig. 347

determinación de la resistencia de carga óptima

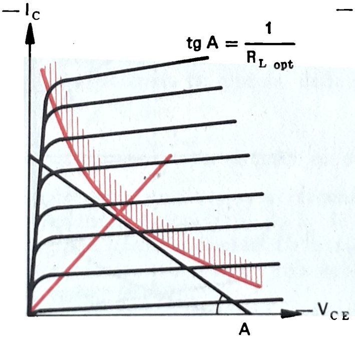


Fig. 348

determinación de la impedancia de carga óptima

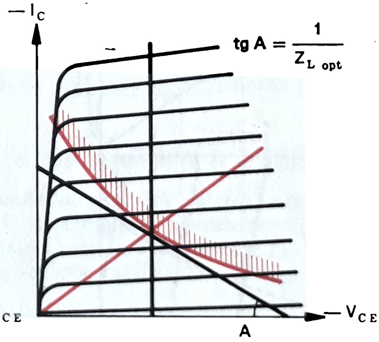


Fig. 349

sistor con emisor común. En circuito de base común se puede situar, por tanto, el transistor en régimen permanente de control por corriente (cualquiera que sea el nivel de la señal transmitida, figura 334); la solución es, en principio, contraria en el caso del circuito de emisor común (figura 345), cuando se trata de señales muy fuertes.

La ventaja de una ganancia de potencia siempre más importante es, sin embargo, la causa de un empleo mucho más frecuente del circuito de emisor común.

### 4) Elegir el tipo de transistor

Hay que determinar el tipo de transistor capaz de disipar en su colector una potencia continua idéntica al valor determinado en el apartado 2.

Es muy importante, desde ahora, tener en cuenta la influencia de la temperatura máxima a que se halle el transistor; de ahí el empleo de la característica $P_{C\ \text{max.}} = f\,(T_{\text{amb.}})$. La posibilidad de utilizar aletas de refrigeración se traduce por una rotación de esta característica en el sentido indicado en la figura 346. El estudio cuantitativo de estas aletas se hará en el capítulo "comportamiento térmico de los pasos de potencia".

### 5) Determinar la tensión de alimentación.

En la práctica, se adoptan valores un poco normalizados de la tensión de alimentación: 6, 8, 12 y algunas veces 24 V. En realidad las realizaciones actuales orientadas en gran proporción hacia el gran público, utilizan como fuente de alimentación pilas, acumuladores de automóviles, etc.

Dado el uso cada vez más frecuente de esta clase de circuito en otros tipos de conjuntos más profesionales, la alimentación partiendo de la red de energía eléctrica permite el empleo de tensiones de alimentación mejor adaptadas a las posibilidades del paso de salida.

En cualquier caso, será muy conveniente distinguir el tipo de carga utilizado:

— si el paso está cargado por una resistencia o directamente por la bobina móvil de un altavoz, la tensión de alimentación puede ser aproximada a la $-V_{CEM}$ de la familia de características de salida de la figura 347;

— si el paso está cargado con el primario de un transformador, la máxima tensión de alimentación no puede ser más que la mitad de $-V_{CEM}$, a causa de la inversión de fase de la variación máxima de la tensión en bornes el primario del transformador.

### 6) Determinar el valor óptimo de la resistencia o de la impedancia de carga.

Esta determinación va ligada al empleo combinado de las características de salida y de potencia máxima en continua disipada en el colector, en función de la temperatura ambiente. Son posibles dos casos:

— carga resistente (figura 348);

Las rectas de carga estática y dinámica se confunden. La posición de la recta de ataque correspondiente queda muy cerca de la hipérbola equipotencial.

— carga por primario del transformador (fig. 349);

La recta de carga estática es casi vertical (partiendo del punto $-V_{CE} = (-V_{CC})$ se encuentra en una posición idéntica a la del caso anterior).

7) Determinar el punto de reposo

En clase A nos veremos siempre prácticamente obligados a elegir, para el punto de reposo, una posición correspondiente a una posibilidad de excursión máxima del punto de funcionamiento, simétricamente con relación a su posición. Si se desprecian las características residuales, la tensión colector-emisor de reposo debe ser igual a la mitad de la de alimentación ($-V_{CER} = -V_{CC}/2$) en el caso de una carga resistiva; y será, por lo contrario, sensiblemente igual a esta tensión de alimentación, en ausencia de resistencia en serie con el emisor) en el caso de una carga por transformador ($-V_{CER} = -V_{CC}$).

El punto de cruce de la perpendicular levantada en este punto del eje de abscisas y las rectas de carga estática y dinámica determina exactamente la posición del punto de reposo (características de las figuras 350, *a* y *b*).

Si se desprecian las características residuales, será necesario buscar la posición óptima de este punto con ayuda de la familia de características de salida del transmisor, teniendo en cuenta el criterio enunciado anteriormente.

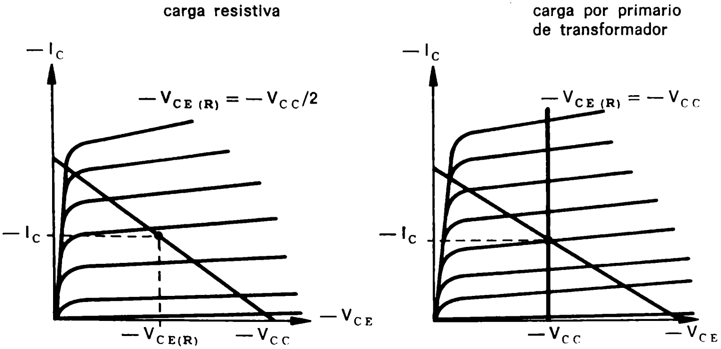
8. Situar las características de transferencia de corriente y de entrada del transistor.

En el conjunto de características del transistor (figura 351), las de transferencia y de entrada dependen, en reposo, del valor de la tensión colector-emisor. Con relación a los valores nominales dados por el constructor, un aumento de esta tensión implica un desplazamiento, hacia arriba, de la característica de transferencia de corriente $-I_C = f(-I_B)$, y un desplazamiento hacia abajo de la característica de entrada del transistor $-V_{BE} = f(-I_B)$.

En la práctica se pueden despreciar estas variaciones, ya que no hay que olvidar que las dispersiones actuales de las características facilitan esta tolerancia.

Cuando estas características se ponen en su sitio, lo que corresponde en la mayoría de los casos a utilizar sencillamente las familias de características dadas por el constructor, se pueden situar en ellas los diferentes puntos de reposo (por ejemplo, *A* en las características de salida, *B* en la de transferencia de corriente y *C* en la de entrada).

determinación del punto de reposo


carga resistiva

carga por primario de transformador

(a) Fig. 350 (b)

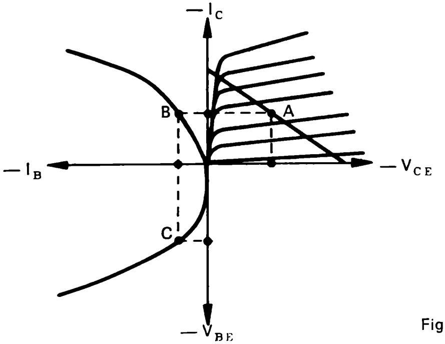
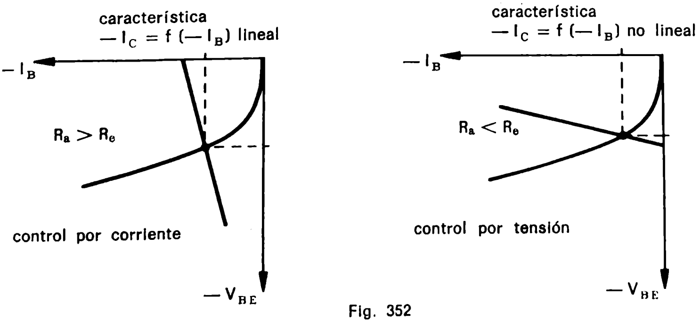


Fig. 351


característica $-I_C = f(-I_B)$ lineal

característica $-I_C = f(-I_B)$ no lineal

Fig. 352

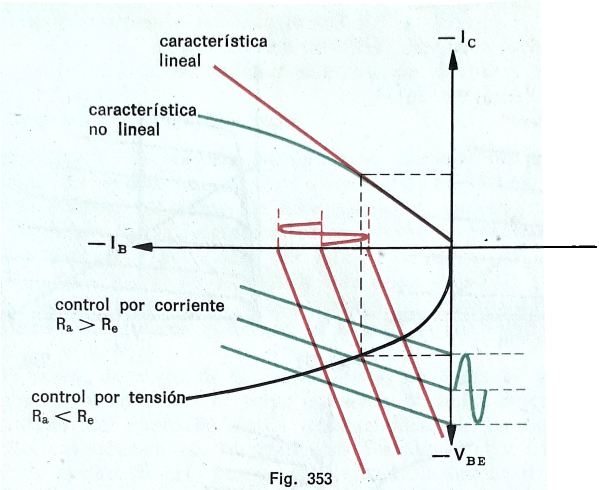

característica lineal
característica no lineal
$-I_C$
$-I_B$
control por corriente $R_a > R_e$
control por tensión $R_a < R_e$
$-V_{BE}$

Fig. 353

## determinación gráfica de los porcentajes de armónicos

$$t_{h2} = \frac{A_4B_4 - A_4C_4}{B_4C_4 + (D_4E_4)\sqrt{2}} \cdot 100\ \%$$

$$t_{h3} = \frac{B_4C_4 - (D_4E_4)\sqrt{2}}{B_4C_4 + (D_4E_4)\sqrt{2}} \cdot 100\ \%$$

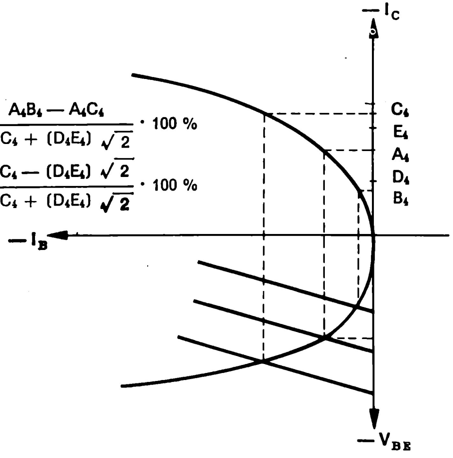

$-I_C$
$C_4$
$E_4$
$A_4$
$D_4$
$B_4$
$-I_B$
$-V_{BE}$

Fig. 354

9) Determinar el valor óptimo de la resistencia de excitación

Sabemos que del valor de la resistencia de excitación dependen los parámetros fundamentales de tal clase de paso: la distorsión y la ganancia compuesta de potencia.

Según el estudio gráfico completo que hemos hecho en una obra anterior ("Diodos y transistores". Teoría general) se pueden resaltar dos curvas de distorsión en función de la resistencia de ataque, debiendo adoptar, entonces, dos tipos diferentes de control:

— Caso de una característica de transferencia de corriente lineal, fig. 352, *a*.

— Caso de una característica de transferencia de corriente no lineal, figura 353, *b*.

En el primer caso adoptaremos una posición de la recta de ataque que se aproxime a la vertical, pero no demasiado, considerando la disminución de ganancia compuesta de potencia cuando aumenta $R_a$; en el segundo caso, la recta de ataque deberá aproximarse a la posición horizontal (no olvidar, sin embargo, la gran disminución de la ganancia compuesta de potencia cuando disminuye la resistencia). Las posiciones óptimas están representadas en las familias de características de la figura 353.

Conociendo la posición de la recta de ataque, correspondiente a la posición de reposo, es fácil calcular el valor de la resistencia de excitación.

10) Determinar gráficamente los porcentajes de armónicos pares e impares.

El cálculo del porcentaje de distorsión es función del nivel de la señal aplicada a la entrada del paso; pero estos dos elementos no están relacionados linealmente, el uno al otro; en la práctica parecería necesario determinarlo para cada nivel de señal, lo que daría lugar a un gran número de cálculos.

Nos contentaremos con calcular el porcentaje de armónicos cuando el paso esté modulado al 100 %, o sea a plena modulación.

El método se ha desarrollado en las páginas anteriores (ver figura 354). Para más precisión, puede ser útil volver a hacer estos cálculos con un nivel medio de las señales aplicadas a la entrada.

11) Calcular los circuitos de estabilización y polarización

Una elevación de la temperatura de reposo lleva consigo un desplazamiento del punto de reposo en la recta de carga estática, hacia un aumento de la corriente de colector. Este desplazamiento va acompañado de un aumento del porcentaje de distorsión en régimen de señales fuertes. Es indispensable calcular un circuito de estabilización que limite el aumento de corriente de colector en caso de una elevación de temperatura.

La definición del factor de estabilidad ya se hizo en el capítulo "Amplificación en audiofrecuencia. Régimen de señales débiles".

El cálculo de los elementos que forman el circuito o los circuitos de estabilización en continua deben tener en cuenta el valor de la corriente de reposo, fácilmente obtenida en las características de entrada por la proyección del punto *C* sobre el eje $-I_B$.

12) Determinar la ganancia de potencia del paso

La ganancia de potencia del paso se puede determinar partiendo del cálculo, definiendo los diferentes valores de los parámetros alrededor del punto de reposo en las diversas familias de características; la ganancia calculada en estas condiciones, teniendo en cuenta las fórmulas del capítulo anterior, no es más que aproximada.

El segundo método, que es con mucho el más eficaz en régimen de señales fuertes, consiste en determinar las ganancias de tensión y corriente partiendo del conjunto de características del transistor y suponiendo, por ejemplo, una modulación máxima del paso (ver fig. 355).

13) Calcular los circuitos de reacción negativa en régimen dinámico

Conociendo la ganancia de potencia, el porcentaje de distorsión y accesoriamente la curva de respuesta de frecuencia (calculada según los métodos del capítulo anterior), puede parecer necesario disminuir el porcentaje de distorsión y mejorar la curva de respuesta de frecuencia.

En este caso hay que utilizar uno o varios circuitos de reacción negativa en régimen dinámico. El estudio de estos circuitos se hará en el capítulo "Sistemas de reacción en régimen dinámico".

14) Determinar las impedancias de entrada y salida del paso.

Para determinar las relaciones de transformación de los transformadores en el caso de carga y excitación por transformador o simplemente para conocer las condiciones de excitación y carga del transistor en los demás casos, es indispensable calcular los valores de la impedancia de entrada y salida del paso.

El método de determinación más preciso será la medida, lo que no es siempre fácil. La solución más sencilla consiste en determinar los valores aproximados con ayuda de las características de entrada y salida, método que se ilustra en la figura 356.

### *Caso de un amplificador en clase A deslizante*

El proceso de establecimiento de un paso en clase A deslizante difiere muy poco del anterior. Hay que notar algunas diferencias en el plano cuantitativo: variaciones de la ganancia de potencia, de la impedancia de entrada, de la impedancia de salida y del porcentaje de distorsión en función de la amplitud de la señal transmitida.

No hay que olvidar, además, que la característica directa del diodo es con frecuencia diferente de la de entrada del transistor. En cuanto al cálculo de la constante de tiempo del circuito *RC*, está ligada, por una parte, a la frecuencia media de trabajo, y, por otra, a la rapidez de variación de amplitud entre dos señales consecutivas.

determinación gráfica de las diferentes ganancias de un paso

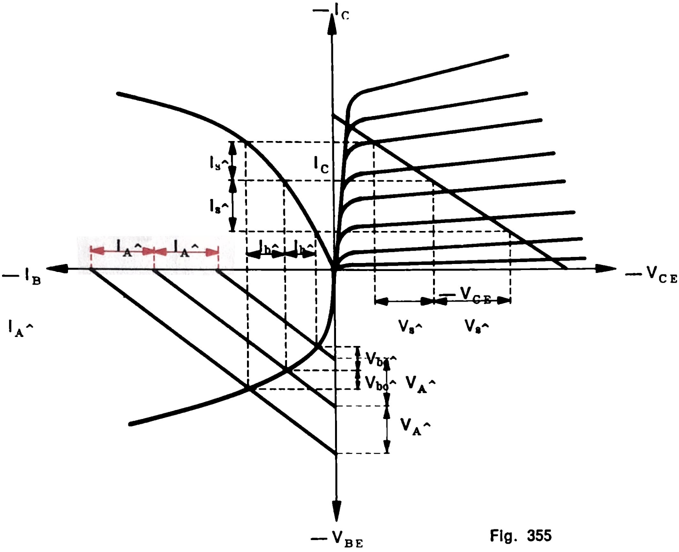

—I_C
I_C
I_s^
I_s^
I_A^
I_A^
I_b^
I_b^
—I_B
I_A^
—V_CE
V_s^
V_s^
V_b^
V_b^
V_A^
V_A^
—V_BE

Fig. 355

determinación gráfica de las impedancias de entrada y salida

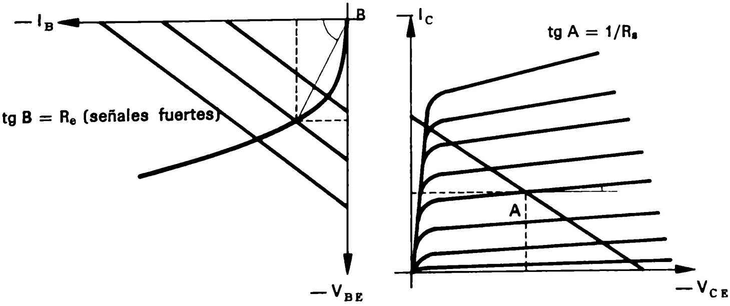

—I_B
B
tg B = R_e (señales fuertes)
—V_BE
—I_C
tg A = 1/R_s
A
—V_CE

Fig. 356

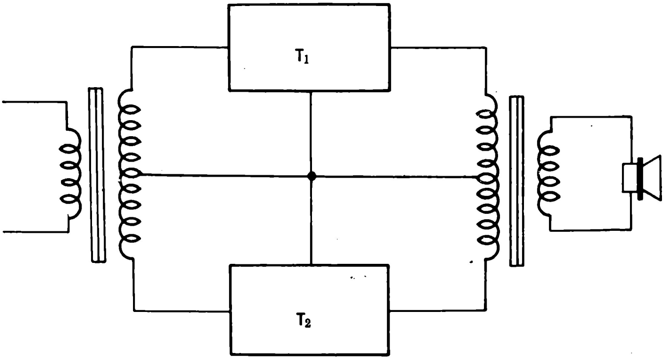


Fig. 357

características de salida del transistor $T_1$

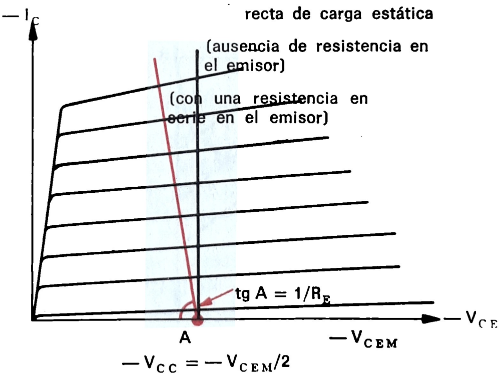


Fig. 358

CAPITULO 5

# PASOS EN CONTRAFASE

El empleo de un solo transistor como paso de salida de una cadena de amplificación de audiofrecuencia (en clase A fija o deslizante) se traduce en un mal rendimiento de la cadena completa, ya que del rendimiento de este último paso depende el total de la cadena. Además, la potencia máxima que puede suministrar un solo transistor es bastante menor que la disponible en los bornes de un conjunto formado por dos transistores idénticos, en circuito simétrico o en contrafase.

## 5.1. Paso en contrafase

Los pasos en contrafase se diferencian unos de otros según la clase de polarización adoptada por los dos transistores que forman el paso. Podemos hablar de contrafase en clase A, diferentes clases A B, clase B y clase C. En régimen de audiofrecuencia no se puede utilizar prácticamente la clase C, pues sólo se podrían transmitir los picos de las señales más fuertes aplicadas a la entrada. Vamos a comenzar nuestro estudio por el paso en clase B.

## 5.2. Paso en contrafase, clase B.

Examinemos el esquema de principio de la figura 357. El circuito comprende dos transistores (rectángulos $T_1$ y $T_2$) excitado cada uno de ellos por la mitad del secundario de un transformador y cargados igualmente por la mitad del primario de otro.

Teniendo en cuenta la clara separación de los circuitos que pertenecen a cada transistor, vamos a estudiar por separado el comportamiento de un solo transistor (por ejemplo, $T_1$) sabiendo que el otro ($T_2$) se comportará de forma idéntica.

### *Paso amplificador polarizado en clase B (régimen de señales fuertes)*

Del esquema de la figura 357 deducimos el circuito completo del transistor $T_1$. El estudio de este paso amplificador es relativamente sencillo; basta para ello valerse de los elementos tratados al establecer un paso amplificador simple polarizado en clase A.

Como en el caso anterior, las características del transistor servirán de elementos básicos en nuestro estudio. Examinemos en primer lugar la familia de características de salida del transistor (fig. 358).

En el eje de abscisas, la tensión $-V_{CC}$ indica la tensión de alimentación; se comprende que la elegida es poco diferente de la mitad de la tensión máxima colector-emisor del transistor $T_1$. Por este punto se puede levantar la perpendicular al eje de las tensiones, que constituye la recta de carga estática del paso (se supone despreciable la resistencia continua del primario del transformador; además, no hay ninguna resistencia colocada en serie en el emisor).

Como el transistor está polarizado en clase B, el punto de reposo se encuentra en A, en el eje de abscisas (punto $-V_{CC}$) de la figura 359.

La elección de la tensión de alimentación se explica porque en el caso de una carga por transformador, la tensión inversa máxima aplicada entre colector y emisor de un transistor es igual al doble de la tensión de alimentación.

Con el fin de facilitar las explicaciones, omitimos desde ahora las características residuales de la red de características de salida.

Tratemos ahora de calcular los resultados de este paso, particularmente la potencia máxima de salida y la potencia suministrada por la batería; los cálculos de la potencia total de salida, el rendimiento del conjunto, la ganancia y la distorsión se harán cuando se consideren simultáneamente los dos transistores.

### Potencia máxima de salida

La recta de carga dinámica, representada en la figura 359, forma en el punto $A$ un cierto ángulo con el eje de abscisas; este ángulo está dado por su tangente, sabiendo que: $\operatorname{tg} A = 1/Z_{L(T1)}$.

Para obtener una potencia máxima a la salida de este paso es, pues, preferible elegir para $Z_{L(T1)}$ valores lo más pequeños posibles: veremos más detalladamente la influencia de los elementos ahora omitidos o inexistentes en este circuito sobre la elección del valor de esta impedancia de carga.

### Potencia suministrada por la batería

Si admitimos que las condiciones de polarización son tales que la corriente de colector sea nula cuando no hay aplicada ninguna señal a la entrada, la potencia suministrada por la batería es cero en estas condiciones.

Cuando se aplica una señal, se puede demostrar que la potencia suministrada por la batería es igual a la potencia media de la señal en el circuito de salida: $P_B = V_{ce}^{\wedge} \cdot I_c^{\wedge}/\pi = V_{CC} \cdot I_c^{\wedge}/\pi$.

### Potencia disipada en el colector

La potencia disipada en la unión colector-base del transistor está dada por la diferencia existente entre la potencia suministrada por la batería en un régimen dado y la potencia disponible a la salida, en el mismo régimen:

$$P_C = P_B - P_S.$$

$P_S$ es igual al producto de la variación máxima (de pico) de la tensión colector-emisor y la variación máxima de la corriente de colector, dividiendo el producto por 2:

$$P_S = \frac{1}{2} \cdot V_{CC} \cdot I_C^{\wedge}.$$

Sustituyendo $P_B$ y $P_S$ por su valor respectivo en la ecuación $P_C = P_B - P_S$, se obtiene el valor de la potencia disipada en el colector del transistor:

$$P_C = P_B - P_S = \frac{V^2_{CC}}{Z_{L(T1)}}\left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4}\right).$$

Esta potencia pasa por un máximo para un valor de $V_{ce}^{\wedge}$ diferente de $V_{CC}$.

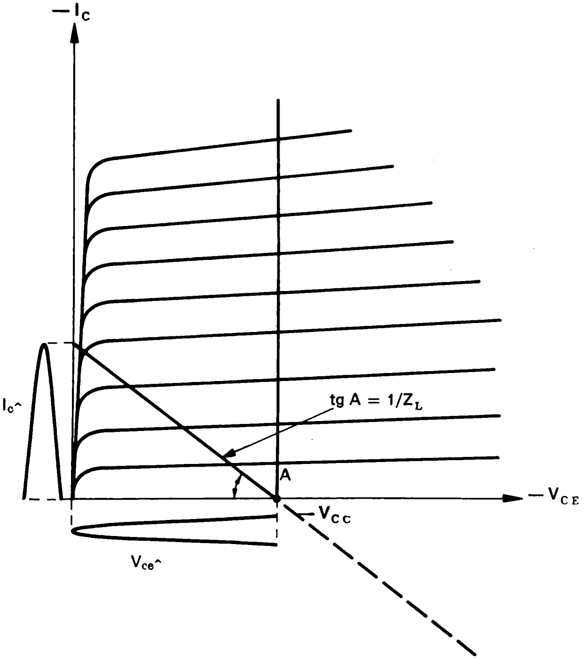

$-I_C$
$I_c\hat{}$
tg A = $1/Z_L$
A
$-V_{CE}$
$-V_{CC}$
$V_{ce}\hat{}$

Fig. 359

$$P_C(I_{CM}) = \frac{V_{CC}^2}{Z_L}\left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4}\right)$$

$$P_{CM}(I_{CM}) = \frac{V_{CC}^2}{Z_L}\left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4}\right)$$

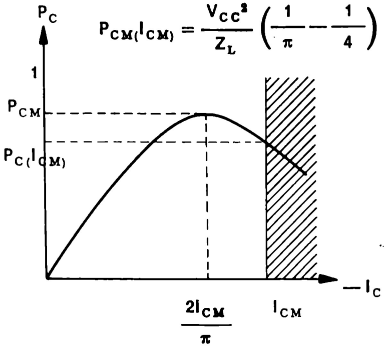


Fig. 360

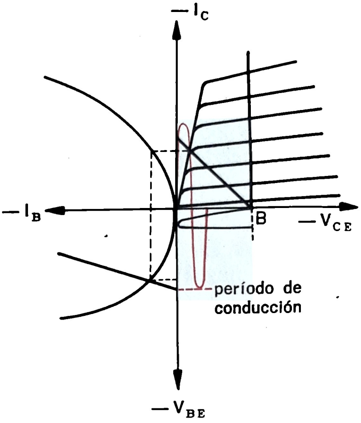


Fig. 361

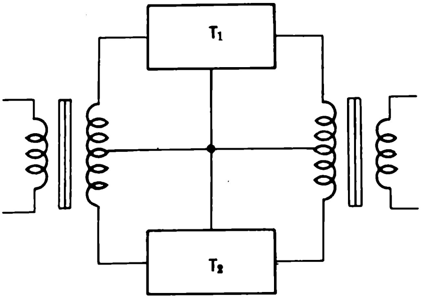


Fig. 362

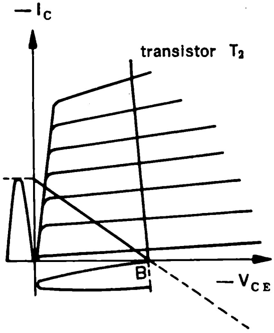


Fig. 363

Expresemos la potencia disipada en el colector en función del valor de la corriente de colector ($I_c$):

$$P_C = I_c\left(\frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{Z_L \cdot I_c}{4}\right).$$

Si se introduce en esta relación el valor máximo de ($I_{\text{cmax.}} = V_{CC}/Z_L$), la potencia máxima disipada en el colector queda en la forma:

$$P_C = Z_L \cdot I_c\left(\frac{I_{\text{cmax}}}{\pi} - \frac{I_c}{4}\right).$$

La curva que representa las variaciones de $P_C$ en función de $I_c$ demuestra que el máximo de potencia disipada en el colector no corresponde al valor de la corriente de colector, sino a un valor intermedio de esta corriente, el cual está dado por:

$$P_{\text{cmax}} = \frac{V^2_{CC}}{Z_L} \cdot \frac{1}{\pi^2} \text{ o sea para } I_c = \frac{2\,I_{CM}}{\pi}.$$

En la curva $P_C = f(I_c)$ de la figura 360, se comprueba además que para un valor máximo de la corriente de colector, la potencia disipada en el colector no es ya más que:

$$P_{C\,(I\text{cmax.})} = \frac{V^2_{CC}}{Z_L}\left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4}\right).$$

Resolución gráfica

En el conjunto de las redes de características de la figura 361, la alternancia negativa de la tensión aplicada entre base y emisor del transistor provoca una variación semisinusoidal de la corriente de colector.

El valor máximo de esta variación corresponde a la modulación total del transistor. ¿Qué ocurre en la alternancia siguiente?

El transistor está entonces en régimen de corte (unión base-emisor polarizada en sentido inverso) y no se produce ninguna variación de la corriente de colector. Si utilizáramos un solo transistor en clase B, en régimen de audiofrecuencia, la distorsión de la señal transmitida sería muy importante; en conclusión, podemos decir que tal circuito sería inutilizable.

### *Paso en contrafase clase B*

Volvamos al esquema de principio de la figura 362. El transistor 2 está también en clase B.

En la red de característica de salida del transistor 2 (figura 363), la tensión de alimentación $-V_{CC}$ determina la posición del punto de reposo (punto *B*). Cuando se aplica una señal negativa entre la base y el emisor del transistor 1, se aplica simultáneamente una señal positiva de la misma amplitud entre la base y el emisor del transmisor 2. En la red de características de salida de este transistor, el punto de reposo queda en *B*.

En la alternancia siguiente, la unión base-emisor del transistor está polarizada en sentido inverso y la corriente de colector de este transistor es prácticamente nula; por lo contrario, la unión base-emisor del transistor 2 está polarizada en sentido directo, y el punto de funcionamiento se desplaza de la posición $B$ a otra $C$, correspondiente al nuevo valor de la corriente en el circuito de colector de este transistor. El desplazamiento del punto de funcionamiento se efectúa sobre la recta de carga dinámica del transistor 2.

La determinación de la potencia máxima de salida, la suministrada por la batería y la disipada en el colector se efectúa en las condiciones definidas en el estudio del comportamiento del transistor 1.

En el conjunto de familias de características del transistor 2 (fig. 364), una variación negativa de la tensión base-emisor implica cierta variación de la corriente de colector, indicada por la proyección de la posición extrema del punto de funcionamiento sobre el eje de corriente de colector.

¿Es posible agrupar las dos familias de características de los transistores 1 y 2?

Probemos en primer lugar a asociar en un mismo gráfico las dos familias de características de salida.

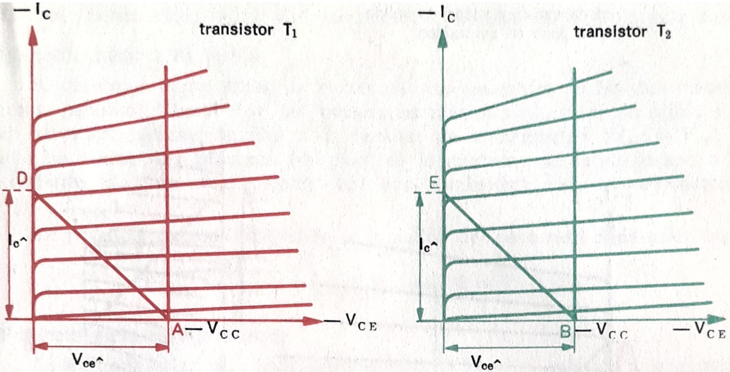
La figura 365 representa, en la parte superior izquierda, las características de salida del transistor 1, y en la parte inferior derecha, las de salida del transistor 2. El eje de tensiones colector-emisor es común a estas dos redes, así como la tensión $-V_{CC}$, que define para cada red la posición del punto de reposo. Los puntos $A$ y $B$ quedan superpuestos en este nuevo gráfico.

Cuando, en el instante $T_1$ la corriente del transistor 1 alcanza su valor máximo $-I_{CM1}$, el punto de funcionamiento se sitúa en $D$, en la recta de carga dinámica; la proyección del punto $D$ determina en el eje $-V_{CE}$ el nuevo valor de la tensión colector-emisor del transistor 1 (o sea $-V_{CE} = 0$, ya que se ha omitido la característica de tensión residual y el transistor está modulado al 100 %).

En el instante $T_2$, el punto de funcionamiento se sitúa de nuevo en $A$, en el eje de abscisas y no circula ninguna corriente por los colectores de los dos transistores.

En el instante $T_3$, la corriente de colector del transistor 2 alcanza su valor máximo; este último está determinado por la proyección de la nueva posición del punto de funcionamiento sobre el eje de corriente de colector (red del transistor $T_2$). La proyección del punto $E$ sobre el eje de tensiones colector-emisor determina el nuevo valor de la tensión colector-emisor del transistor $T_2$; esta última es nula, ya que en este transistor se ha despreciado también la tensión residual.

Si trasponemos ahora a un solo eje las variaciones de la corriente de colector y a otro, perpendicularmente al primero, las variaciones de la tensión colector-emisor (fig. 366), comprobamos que las variaciones de las corrientes y tensiones de cada red reproducen, en realidad, las totales de la corriente y la tensión de salida del paso en contrafase completo.


— I_C
transistor T₁
D
I_c^
A — V_CC
— V_CE
V_ce^
— I_C
transistor T₂
E
I_c^
B — V_CC
— V_CE
V_ce^

(a) (b)

Fig. 364

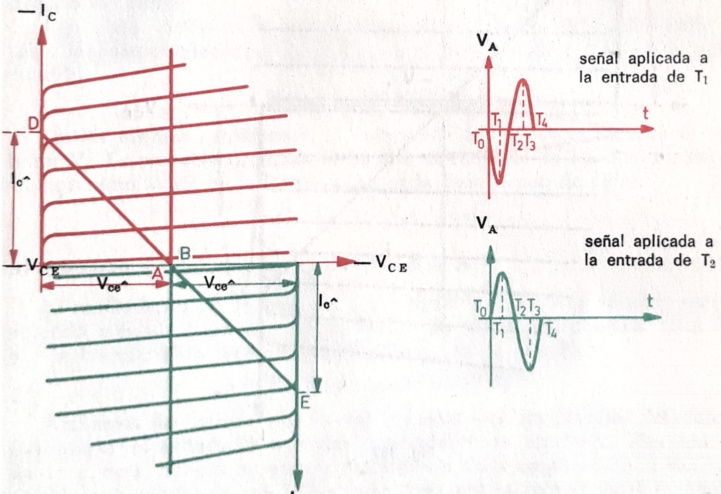

— I_C
D
I_c^
— V_CE
B
A
V_ce^
V_ce^
— V_CE
I_c^
E
— I_C
V_A
señal aplicada a la entrada de T₁
T₀
T₁
T₂
T₃
T₄
t
V_A
señal aplicada a la entrada de T₂
T₀
T₁
T₂
T₃
T₄
t

Fig. 365

red de características de salida
de un paso en contrafase

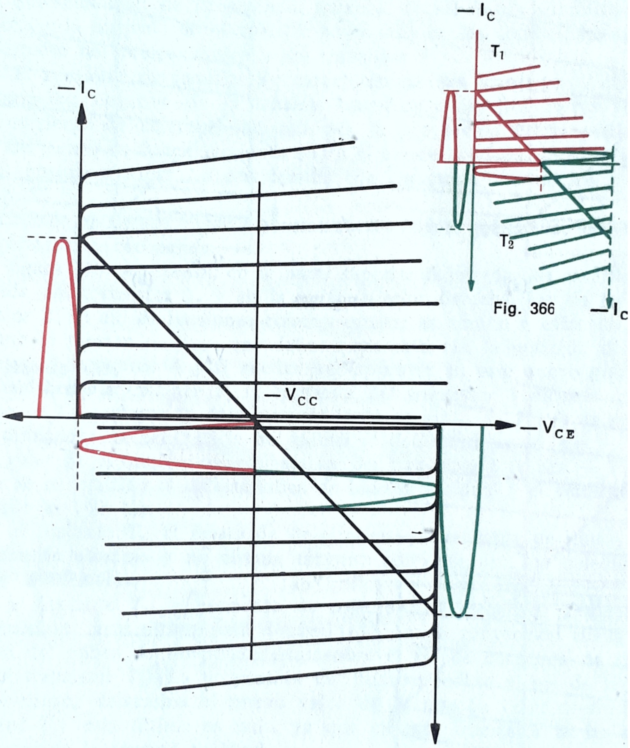

—I_C
T_1
T_2
—I_C

Fig. 366

—I_C
—V_CC
—V_CE
I_C

Fig. 367

Partiendo de la nueva red de la figura 367, que representa el conjunto de las redes de características de salida de los transistores $T_1$ y $T_2$, que se pueden calificar como familias de características de salida del paso en contrafase, se pueden calcular las distintas potencias puestas en juego en este paso.

Potencia máxima de salida

Si omitimos como antes las características residuales de los dos transistores, podemos admitir que las variaciones máximas (de pico) de salida son en su valor máximo iguales a la tensión de alimentación ($V_{ce}\hat{} = V_{CC}$) y que las variaciones máximas (de pico) de la corriente de salida lo son a la corriente máxima de colector en uno cualquiera de los transistores ($I_c\hat{} = I_{C\text{max.}}$).

La potencia máxima disponible a la salida del paso está dada pues por:

$$P_{S\text{max.}} = \frac{V_{ce}\hat{}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_c\hat{}}{\sqrt{2}} = V_{ce}\hat{} \cdot I_c\hat{}/2 = V_{CC} \cdot I_{CM}/2.$$

Potencia dada por la batería

La potencia dada por la batería depende de la señal aplicada a la entrada del paso; más exactamente es igual a la potencia media de la señal en el circuito de salida.

Con plena modulación, por ejemplo en el máximo de posibilidades del paso, la potencia dada por la batería a un solo transistor está dada por la relación:

$$P_{B\ \text{max.}\ (T1)} = V_{CC} \cdot I_{CM}/\pi.$$

En las mismas condiciones, la batería da una potencia idéntica al transistor $T_2$. La potencia dada por la batería al conjunto de los dos transistores es, por tanto, igual al doble de la potencia dada a uno de ellos:

$$P_{B\ \text{max.}} = 2\ V_{CC} \cdot I_{CM}/\pi.$$

*Rendimiento de un paso en contrafase clase B*

El rendimiento de un paso es, por definición, igual a la relación entre la potencia máxima disponible en sus bornes de salida y la potencia total dada por la batería. Este rendimiento está dado por la relación:

$$\eta = P_{S\ \text{max.}}/P_{B\ \text{max.}} = \pi/4 \approx 80\ \%.$$

Acabamos de resaltar una de las ventajas más importantes del paso en contrafase; es indudable que este rendimiento es excelente. Hay que observar además, que no depende prácticamente de la amplitud de la señal disponible a la salida, ya que la potencia dada por la batería varía en función de la señal de salida.

Potencia disipada en el colector

Independientemente de que el paso tenga uno o dos transistores, la potencia disipada en la unión colector-base de un transistor polarizado en clase

B está dada siempre por la relación definida al hacer el estudio de un solo paso en clase B, o sea:

$$P_C = I_c^{\wedge} \left( \frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{Z_L \cdot I_c^{\wedge}}{4} \right)$$

Recordemos, además, que la potencia disipada en el colector del transistor es máxima para un valor particular de pico de la corriente que circula por el circuito de colector de cada transistor.

Si llamamos $I_{CM}$ al valor máximo de pico de la corriente de colector de un transistor, el valor de pico de la corriente de colector correspondiente a una potencia máxima disipada en el colector de este transistor está dado por la relación:

$$I_c^{\wedge} = 2\, I_{CM}/\pi$$

y la potencia correspondiente:

$$P_{c\ \text{max.}} = \frac{V^2_{CC}}{Z_L} \cdot \frac{1}{\pi^2}.$$

*Resolución gráfica del paso en contrafase clase B*

Al principio de este estudio hemos agrupado las dos familias de características en un solo gráfico (fig. 368). Estas dos familias se diferencian empleando dos colores, de forma que se pueda relacionar cada una con su transistor correspondiente.

Hemos supuesto después variaciones de la corriente de colector para explicar los desplazamientos del punto de funcionamiento por el conjunto de las características de salida; en realidad, estas variaciones se deben a otras de la corriente de base de cada transistor. Resulta muy interesante representar en el gráfico de la figura 368 las familias de características de transferencia de corriente de cada transistor.

De las variaciones máximas de la corriente de colector se pueden deducir las variaciones de la corriente de base que las causan.

Las variaciones de la corriente de base están provocadas por otras de tensión y de corriente aplicadas a la entrada de cada transistor; la relación existente entre la energía dada por un generador conectado a la entrada del paso (o sea, el secundario de un transformador) y la corriente correspondiente del circuito de base de un transistor se puede mostrar gráficamente, utilizando la familia de características de entrada de cada transistor.

En el gráfico de la figura 368 representamos simultáneamente las características de entrada de cada transistor.

La posición del punto de reposo es tal en cada red que una sola alternancia de la señal de entrada sitúa uno de los transistores en régimen normal (paso de corriente por el circuito de colector), mientras queda bloqueado el segundo transistor.

En la alternancia siguiente, el primer transistor se bloquea y el segundo queda en régimen normal de funcionamiento; esta situación se ilustra per-

## resolución gráfica de un paso en contrafase

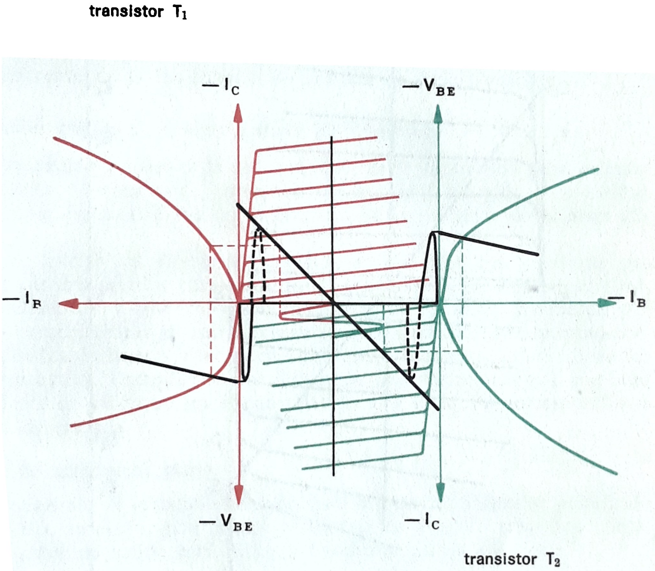

transistor $T_1$
$-I_C$
$-V_{BE}$
$-I_B$
$-I_B$
$-V_{BE}$
$-I_C$
transistor $T_2$

Fig. 368

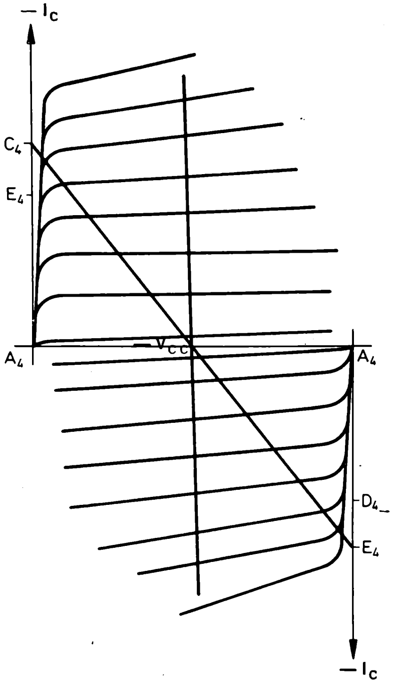

$-I_C$
$C_4$
$E_4$
$A_4$
$-V_{CC}$
$A_4$
$D_4$
$E_4$
$-I_C$

Fig. 369

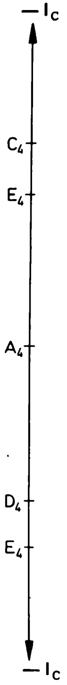

$-I_C$
$C_4$
$E_4$
$A_4$
$D_4$
$E_4$
$-I_C$

Fig. 370

fectamente en la figura 368. Es indispensable, sin embargo, indicar en esta figura las diferentes rectas de ataque, de forma que se puedan relacionar cuantitativamente las variaciones de la corriente de base y las de la corriente y la tensión dadas por el generador que ataca el paso.

En contrafase, se utilizan siempre en la práctica transistores de gran potencia; es decir, con características de transferencia de corriente no lineales. Sabemos, además, que esta falta de linealidad compensa en parte la no linealidad de la característica de entrada, a condición de aplicar señales de gran amplitud. Por esta razón aconsejamos un control por tensión para cada transistor.

En otras palabras, las rectas de ataque se aproximan a la posición horizontal en el conjunto de la fig. 368. Recordemos que por razones de ganancia compuesta de potencia, el valor de la resistencia de excitación debe ser poco diferente de la impedancia de entrada de cada transistor.

### *Determinación gráfica de los porcentajes de armónicos*

No es necesario conservar la red completa de la figura 369 para calcular los porcentajes de armónicos contenidos en la señal recogida a la salida; basta reagrupar en un solo eje las variaciones de la corriente de colector (figura 370).

Antes de iniciar los diferentes cálculos, es indispensable acordarse que los dos transistores usados para formar este paso tienen características absolutamente idénticas y que cualquier distorsión de la señal provocada por una de las características en una alternancia queda compensada teóricamente por otra idéntica de la otra alternancia (influencia de la característica idéntica del otro transistor). Entendemos por distorsión una variación de la amplitud de la corriente de salida no lineal con relación a la variación correspondiente de la señal de entrada.

### Porcentaje de armónicos pares

Si nos referimos al estudio efectuado para el paso amplificador polarizado en clase A fija, se comprueba que el porcentaje de segundo armónico contenido en la señal de salida está dado gráficamente por la relación:

$$\text{Porcentaje de armónicos } 2 = \frac{A_4 B_4 - A_4 C_4}{B_4 C_4 + (D_4 E_4)\sqrt{2}} \cdot 100\ \%.$$

El numerador $A_4 B_4 - A_4 C_4$ es teóricamente nulo, ya que las características de entrada y transferencia de corriente se suponen respectivamente idénticas en cada transistor. En estas condiciones las distorsiones por armónicos pares son inexistentes en tal paso.

### Porcentaje de armónicos impares

Volvamos al eje común a los dos transistores para representar las variaciones de la corriente de colector (fig. 370). Refiriéndonos siempre al estudio efectuado en la amplificación en clase A fija, podemos escribir la relación:

$$\text{Porcentaje de armónicos 3} = \frac{B_4 C_4 - (D_4 E_4)\sqrt{2}}{B_4 C_4 + (D_4 E_4)\sqrt{2}} \cdot 100\ \%.$$

Esta determinación gráfica se hace partiendo de un conjunto de familias de características totalmente estáticas; se podrían obtener resultados precisos si se tuviera en cuenta la influencia de las variaciones instantáneas de la tensión colector-emisor en la posición de las características de transferencia de corriente y entrada del transitor.

*Definición de los parámetros dinámicos*

Se entiende por parámetros dinámicos del paso, las diferentes ganancias de tensión, corriente y potencia, así como las impedancias de entrada y salida.

Cálculo de las ganancias de tensión, corriente y potencia

Consideradas las ventajas tan importantes que representan las soluciones gráficas cuando el paso funciona en régimen de señales fuertes, vamos a tratar de extraer del conjunto de curvas de la figura 371 los elementos indispensables para el cálculo de las diferentes ganancias.

La determinación de la ganancia de tensión exige la representación simultánea de las variaciones de la tensión de salida y de entrada; saquemos de la figura 371 un eje común a los dos transistores para la tensión de salida, por una parte, y para la de entrada, por otra.

En estos dos ejes, representados en la figura 372, mantengamos las indicaciones de las variaciones de tensión indicadas en el conjunto de la figura 371. Es muy sencillo determinar las relaciones entre las tensiones de salida y entrada para tener la ganancia de tensión del paso; y la relación entre esta misma tensión de salida y la proporcionada en vacío por el generador, para conocer la ganancia compuesta de tensión:

$$G_{V\,(T1\ \text{o}\ T2)} = \frac{\hat{V_{ce}}}{\hat{V_{be}}} \qquad G_{V\,(\text{paso})} = \frac{\hat{V_{ce}}}{\hat{V_A}}$$

Para determinar gráficamente las diferentes ganancias de corriente del paso, es necesario también aislar los ejes comunes de las corrientes de salida y entrada.

En los ejes obtenidos de esta forma, figura 371, es fácil, conociendo las variaciones de la corriente de salida, de la de entrada de cada transistor y de la de cortocircuito del generador que ataca el paso, calcular, por una parte, la ganancia de corriente de cada transistor y, por otra, la ganancia compuesta de corriente de este paso:

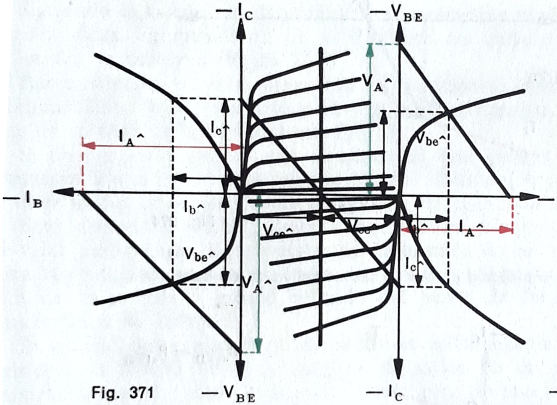
$$G_{C\,(T1\ \text{o}\ T2)} = \frac{\hat{I_c}}{\hat{I_b}} \qquad G_{C\,(\text{paso})} = \frac{\hat{I_c}}{\hat{I_A}}$$

La ganancia de potencia de este paso se puede calcular ahora partiendo de la fórmula:

$$G_P = G_V \cdot G_C.$$

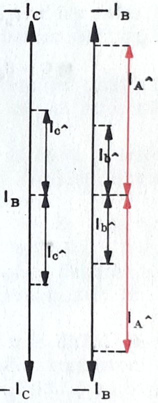
# determinación gráfica de las diferentes ganancias de un paso en contrafase

## ganancias de corriente



−I_C
−V_BE
V_A^
I_c^
I_A^
V_be^
−I_B
I_b^
V_ce^
V_ce^
I_b^
I_A^
V_be^
V_A^
I_c^
−V_BE
−I_C
−I_B

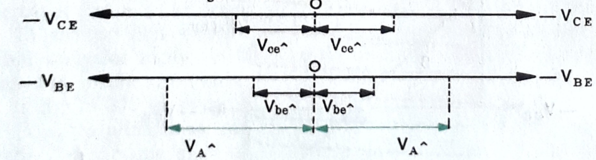
Fig. 371



−I_C
−I_B
I_c^
I_A^
I_b^
I_b^
I_c^
I_A^
−I_C
−I_B

Fig. 373

## ganancias de tensión



O
−V_CE
−V_CE
V_ce^
V_ce^
O
−V_BE
−V_BE
V_be^
V_be^
V_A^
V_A^

Fig. 372

## determinación gráfica de la impedancia de entrada de cada transistor

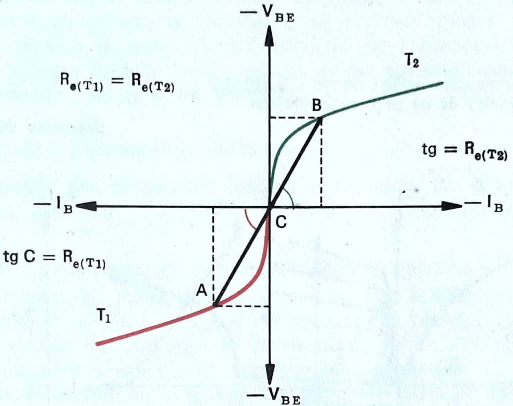


Fig. 374

## determinación gráfica de las impedancias de salida

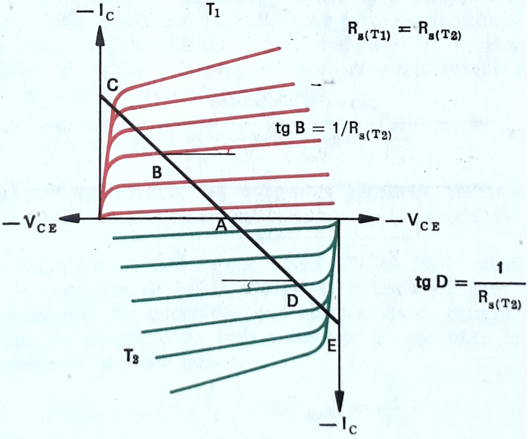


Fig. 375

Es indispensable escribir las dos ecuaciones que permiten el cálculo de la ganancia de potencia, ya que éstas se deducen muy fácilmente de las nociones que acabamos de sañalar gráficamente.

## Impedancias de entrada y salida

La impedancia de entrada del paso es función del valor de la resistencia de entrada de cada transistor y depende, además, de la impedancia de carga de este paso según una ecuación que hemos indicado cuando hicimos el estudio del régimen de señales débiles.

Lo primero que hay que hacer será calcular el valor de la resistencia de entrada del transistor, siendo fácil determinar, partiendo de este valor, la impedancia de entrada del circuito.

Siguiendo la norma de determinar los parámetros mediante las redes de características, agrupemos en un solo gráfico las características de entrada de los dos transistores (figura 374).

Representemos en esta nueva red las posiciones extremas del punto de funcionamiento, o sea los puntos $A$ y $B$, respectivamente, de las características de entrada de los transistores $T_1$ y $T_2$.

Si unimos estos puntos con el origen de este gráfico, la recta obtenida determina con el eje de abscisas dos ángulos idénticos, cuya tangente expresa el valor medio de la resistencia de entrada de cada transistor.

Este parámetro, específicamente de "señales fuertes", no da más que un valor aproximado de la resistencia de entrada de un transistor; a veces tiene la ventaja de no ser tan impreciso como el parámetro $h_{11e}$, determinado para un valor más o menos definido del punto de funcionamiento en la característica de entrada.

El cálculo de la resistencia de salida es relativamente más difícil. Si se considera la familia de características de salida de un solo transistor, se comprueba que el punto de funcionamiento pasa de una posición (punto $A$), en la que la resistencia de salida es muy grande, a otra extrema (punto $C$), correspondiente a un valor claramente inferior de esta resistencia.

El método más sencillo para calcular esta resistencia consiste en determinar un valor medio, es decir, fijar en la red de salida una posición sensiblemente media del punto de funcionamiento y hallar para este punto ($D$) en la figura 375 el valor de $h_{22e}$ correspondiente.

Si ahora admitimos que en tal paso la salida está muy poco cargada, se puede deducir que si bien la impedancia de salida del transistor sólo presenta un interés relativo, por lo contrario, la impedancia de entrada, cuyo papel es muy importante, se hace sensiblemente igual al parámetro que acabamos de señalar con ayuda de la red de características de entrada.

## Importancia del parámetro "impedancia de entrada"

Este parámetro permite, en primer lugar, calcular la ganancia de potencia del paso, sin tener que conocer la ganancia de tensión; además permite calcular el transformador de acoplo entre el paso anterior (paso excitador) y el de salida.

### Cálculo de la ganancia de potencia

La representación simultánea de las dos características de transferencia de corriente en un solo gráfico (fig. 376) permite el cálculo de la ganancia de corriente media de cada transistor. Para esto, basta con determinar las porciones extremas del punto de funcionamiento en cada característica y unir estos puntos. El ángulo que determina esta recta (que pasa además por el origen) con el eje de abscisas da mediante su tangente el valor medio de la ganancia de corriente de cada transistor.

La ganancia de potencia de un transistor, que está dada por la relación:

$$G_P = G_V \cdot G_C$$

se determina también por:

$$G_P = G^2_C \cdot \frac{Z_L}{Z_e}.$$

Conocemos $Z_e$ (volver a la página anterior); calculemos ahora la impedancia considerada a la salida de un transistor o impedancia de carga de este transistor.

La figura 377 representa el conjunto de los circuitos de salida de dos transistores; la impedancia vista desde el primario del transformador o impedancia de carga entre colectores es igual a:

$$Z_{CC} = n^2 \cdot R_u,$$

sabiendo que $n = N_1/N_2$ y que $R_u$ define la resistencia de utilización.

La impedancia de carga vista por un transistor es igual a:

$$Z_{L(T1)} = Z_{CC}/4$$

La determinación de la ganancia de potencia cuando el transistor está controlado por corriente, por ejemplo, se puede calcular así muy fácilmente.

### Cálculo del transformador de acoplo entre el paso de salida y el de excitación

Este cálculo se puede hacer comparando el paso en contrafase a un amplificador en clase A; consideremos la amplificación de una sola alternancia (fig. 278).

Si llamamos $Z_e$ a la impedancia de entrada de un transistor durante su período de conducción y $n'$ a la relación de transformación ($n' = N'_1/N'_2$) del transformador, la impedancia vista desde su primario está dada por la relación:

$$Z_p = \left(\frac{N'_1}{N'_2}\right) \cdot Z_e = 4\, n' \cdot Z_e.$$

La impedancia de carga del secundario o impedancia "entre bases" es en estas condiciones igual a:

$$Z_{BB} = 4\, Z_e.$$

determinación gráfica de las ganancias de corriente

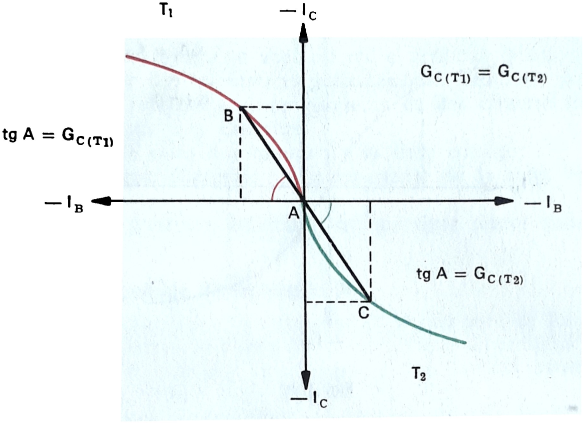


Fig. 376

impedancia vista desde el primario (transformador de salida)

impedancia de ataque

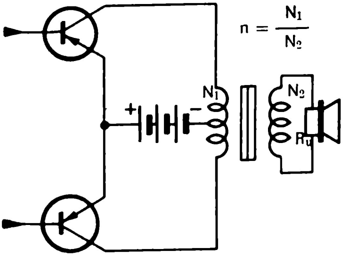

n = N1/N2
N1
N2
+
−
Ru

Fig. 377

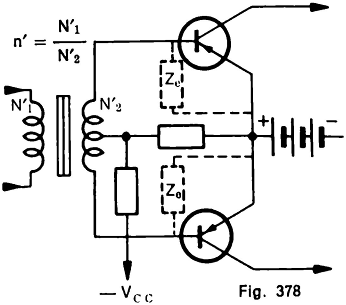
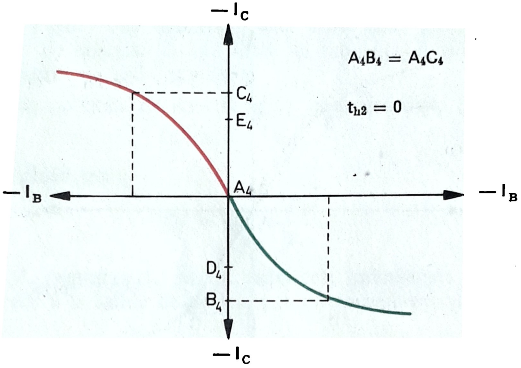

n' = N'1/N'2
N'1
N'2
Ze
Ze
+
−
— Vcc

Fig. 378

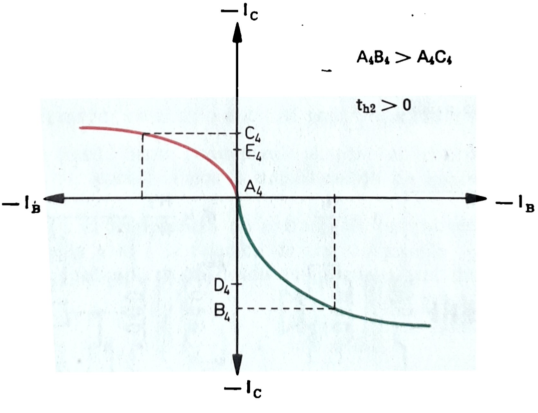
características $-I_C = f(-I_B)$ idénticas



$-I_C$
$A_4B_4 = A_4C_4$
$t_{h2} = 0$
$C_4$
$E_4$
$A_4$
$-I_B$
$-I_B$
$D_4$
$B_4$
$-I_C$

Fig. 379

características $-I_C = f(-I_B)$ diferentes



$-I_C$
$A_4B_4 > A_4C_4$
$t_{h2} > 0$
$C_4$
$E_4$
$A_4$
$-I_B$
$-I_B$
$D_4$
$B_4$
$-I_C$

Fig. 380

### *Consecuencia de la desigualdad entre los transistores de un paso en contrafase*

Los transistores utilizados hasta aquí se han considerado idénticos. ¿Qué ocurre si uno de ellos tiene características diferentes?

La causa que más influye en el mal funcionamiento de tal circuito es la desigualdad de las dos ganancias de corriente (régimen continuo) de los transistores.

La figura 379 representa en una sola red el conjunto de las características de transferencia de dos transistores perfectamente idénticos; por lo contrario, la figura 380 representa el agrupamiento de dos características de tranferencia de corriente muy diferentes.

La asimetría de estas dos características lleva consigo:

— aparición de una distorsión muy importante de la señal recogida a la salida;

— sobrecarga de potencia del transistor que tiene menor ganancia de corriente.

### Aumento del porcentaje de distorsión

Variaciones sinusoidales de corriente en el conjunto de los circuitos de base de los transistores se traducen por variaciones sinusoidales de corriente en los circuitos del colector, en el caso en que las dos características de transferencia de corriente sean idénticas (fig. 379).

Tales condiciones corresponden a la ausencia total de distorsión de armónicos de orden par.

Si aparecen las mismas variaciones de corriente en los circuitos de base de los dos transistores, cuyas características de transferencia son también diferentes de las de la figura 380, se produce una gran distorsión, que corresponde a armónicos de orden par, en la corriente de salida.

La relación que permite expresar el porcentaje de segundo armónico contenido en la señal de salida se presenta en la forma:

$$\text{Porcentaje de armónicos } 2 = \frac{A_4 B_4 - A_4 C_4}{B_4 C_4 + (D_4 E_4)\sqrt{2}} \cdot 100\ \%.$$

En el caso de la figura 379, el numerador del segundo término es nulo, ya que $A_4\ B_4$ es prácticamente igual a $A_4\ C_4$.

Por lo contrario, en el caso de la figura 380, la desigualdad entre los dos términos del numerador es muy grande; el porcentaje de armónico 2 es entonces muy importante. Este fenómeno va acompañado de una distorsión excesiva de la corriente del circuito de salida.

### Sobrecarga de potencia de uno de los dos transistores

En la determinación cuantitativa de la potencia disipada en la unión colector-base de un transistor polarizado en clase B hemos demostrado que esta potencia pasaba por un máximo con una corriente de colector bien definida, siendo este último, además, diferente del valor máximo de esta corriente.

Si suponemos que en un instante dado el transistor de mayor ganancia de corriente está totalmente modulado, la potencia disipada en su colector es:

$$P_{C(T1)} = Z_L \cdot I^2_{CM} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4}\right).$$

La potencia disipada en el colector del transistor de menor ganancia de corriente ($\beta_{T2} > \beta_{T1}$) está igual a:

$$P_{C(T1)} = Z_L \cdot I^2_{C2} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4}\right).$$

La corriente de base es absolutamente igual en los dos transistores; en estas condiciones, la relación de las corrientes de colector es igual a la de las ganancias de corriente de estos transistores, o sea:

$$\frac{I_{C(T2)}}{I_{C(T1)}} = \frac{I_{C2}}{I_{CM}} = \frac{\beta_{(T2)}}{\beta_{(T1)}} = K.$$

Este coeficiente determina la diferencia entre las ganancias de corriente de los dos transistores utilizados.

La potencia disipada en el colector del transistor de menor ganancia se puede expresar partiendo de $I_{CM}$ y $K$, lo que da:

$$P_{C(T1)} = Z_L \cdot I^2_{CM} \cdot K \left(\frac{1}{\pi} - \frac{K}{4}\right).$$

La relación entre las dos potencias disipadas en el colector está dada por:

$$K_{PC} = \frac{P_{C(T2)}}{P_{C(T1)}} = K \frac{\dfrac{1}{\pi} - \dfrac{K}{4}}{\dfrac{1}{\pi} - \dfrac{1}{4}}.$$

La curva de la figura 381 representa las variaciones de esta relación en función del coeficiente de pareado de los dos transistores.

En resumen, la necesidad de usar en un contrafase dos transistores todo lo iguales que sea posible ha sido demostrada perfectamente; la distorsión por armónicos de orden par constituye uno de los mayores inconvenientes del desequilibrio de las ganancias de corriente de estos transistores; además, el exceso de potencia disipada en el colector del transistor de menor ganancia de corriente exige una determinación de las condiciones de refrigeración, considerando exclusivamente el transistor que sufre la sobrecarga.

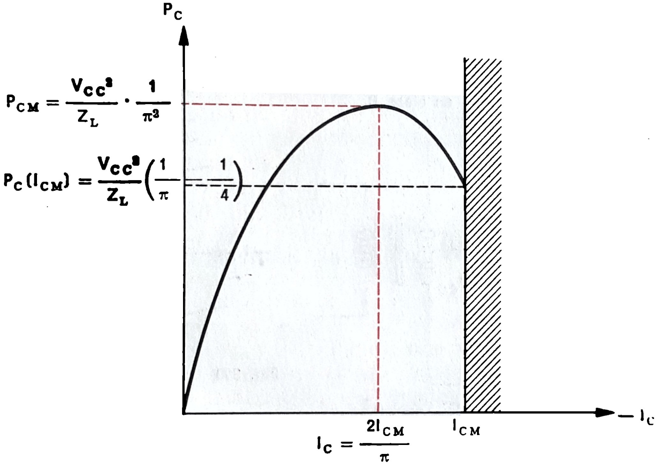

$P_C$
$P_{CM} = \frac{V_{CC}^2}{Z_L} \cdot \frac{1}{\pi^2}$
$P_C(I_{CM}) = \frac{V_{CC}^2}{Z_L}\left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4}\right)$
$I_C$
$I_C = \frac{2I_{CM}}{\pi}$
$I_{CM}$

Fig. 381

polarización en clase C

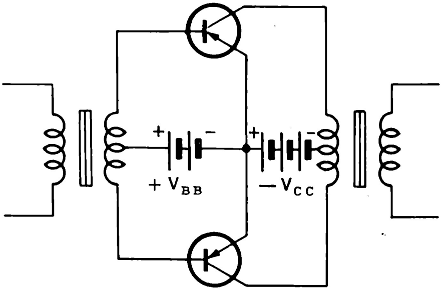


Fig. 382

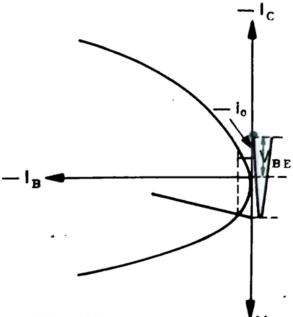

— I_C
— I_0
V_BE
— I_B
— V_BE

Fig. 383

polarización en clase B

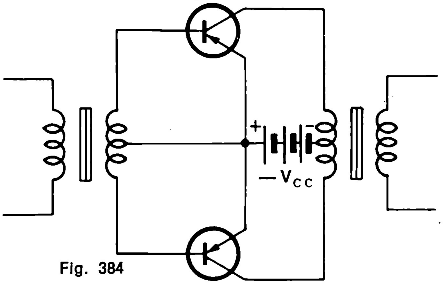


Fig. 384

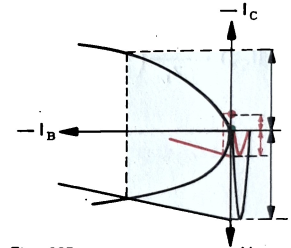
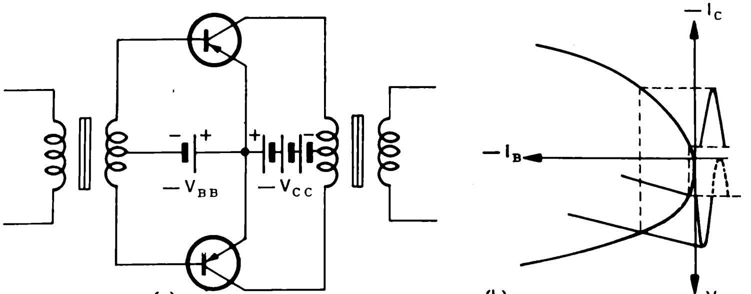


Fig. 385

polarización en clase AB


−
+
— V_BB
+
−
— V_CC
— I_C
— I_B
— V_BE

(a) (b)

Fig. 386

### *Contrafase clase AB*

La elección del punto de reposo en el conjunto de características de salida de los dos transistores es extremadamente importante; de su posición depende en gran parte el porcentaje de distorsión en régimen de señales débiles o medias.

Consideremos, por ejemplo, un paso en contrafase polarizado en clase C (figura 382). En ausencia de señales aplicadas a la entrada del paso, los dos transistores se encuentran en régimen de corte; por tanto, cada unión base-emisor está fuertemente polarizada en sentido inverso.

Para que estos transistores permitan el paso de una corriente al circuito de colector, es indispensable que la variación instantánea de la tensión aplicada a la entrada sea superior al valor de la aplicada permanentemente entre la base y el colector de cada transistor.

Si se representan en un solo gráfico las variaciones de tensión aplicadas a la entrada del paso y las correspondientes de la corriente de colector, se comprueba que la corriente de salida está bastante deformada. Se puede deducir por tanto que la polarización en clase C en régimen de audiofrecuencia es inadmisible totalmente.

En la figura 384, los dos transistores están polarizados en clase B. En realidad, este régimen de polarización corresponde a la ausencia total de corriente de colector cuando no hay aplicada ninguna señal a la entrada del paso. En la práctica, para obtener un valor tan perfecto sería indispensable polarizar también la unión base-emisor de cada transistor en sentido inverso; en resumen, la clase B podría compararse a un principio de clase C.

En realidad, admitimos voluntariamente la ligera corriente residual de colector. Por tanto, la polarización en clase B de un paso en contrafase transistorizado no implica la ausencia total de corriente en el circuito de salida cuando no hay ninguna señal aplicada, sino más bien la ausencia de polarización de las dos uniones base-emisor cuando el paso está en reposo.

Tal sistema de polarización, que presenta grandes ventajas (rendimiento elevado, potencia máxima disponible a la salida mucho mayor, ausencia de distorsión por armónicos de orden par), entraña el riesgo de grandes distorsiones en régimen de señales débiles.

En la red de características de entrada de un transistor polarizado en clase B, una pequeña variación de la tensión de entrada (tensión base-emisor) se traduce en otra mucho menor de corriente en el circuito de colector. Este fenómeno se ha señalado en la figura 385.

Para evitar esta distorsión, relativamente importante en régimen de señales débiles, se puede desplazar el punto de reposo y situarlo en una zona donde no se corra el riesgo de usar las zonas de las características de entrada muy próximas al origen. Se dice que el paso está polarizado entonces en clase AB (figuras 386 *a* y *b*).

La red completa de características de un paso en contrafase polarizado en clase B (figura 387) indica perfectamente para cada transistor las posiciones extremas del punto de funcionamiento, que se traducen:

— en B, por una tensión colector-emisor doble de la de alimentación para el transistor cuya red de características de salida se encuentra en la parte superior izquierda de la figura;

— en C, para un valor máximo de corriente de colector en este mismo transistor.

Con relación a estos mismos puntos de reposo, las combinaciones son inversas para el segundo transistor.

Si no tenemos en cuenta la resistencia continua del primario del transformador que carga el paso, se puede representar la recta de carga estática de este paso por una perpendicular al eje de abscisas en el punto $-V_{CC}$.

Polarizar este paso en clase AB es desplazar el punto de reposo de cada red de características en la recta de carga estática; o sea, los puntos $D$ y $E$ de estas redes.

En el caso de una polarización en clase B, la recta de carga óptima (correspondiente al máximo de potencia disponible a la salida) se obtendría mediante la unión del punto de corriente máxima en el eje de ordenadas ($-I_{CM}$) y el punto de reposo.

En clase AB, esta recta de carga óptima se determina de igual forma; en estas condiciones, la resistencia de carga óptima es mayor y la potencia máxima disponible a la salida es menor.

Este caso está perfectamente ilustrado en la figura 388. A las demostraciones que acabamos de hacer sobre este tipo de polarización para un paso en contrafase se añade el inconveniente de un rendimiento tanto menor cuanto más importante es la corriente de reposo de colector.

Sin embargo, el poder reducir en muy grandes proporciones las distorsiones de conmutación en régimen de señales débiles (fig. 389) favorece a menudo el empleo de tal régimen de polarización en los conjuntos en que la calidad predomina sobre la potencia máxima de salida.

*Contrafase clase A* (figura 339)

El interés práctico del contrafase en clase A es muy limitado. Tiene prácticamente todos los inconvenientes del paso simple en clase A (mal rendimiento, poca potencia de salida), pero permite reducir considerablemente el porcentaje de distorsión por armónicos de orden par, así como las distorsiones de cruce.

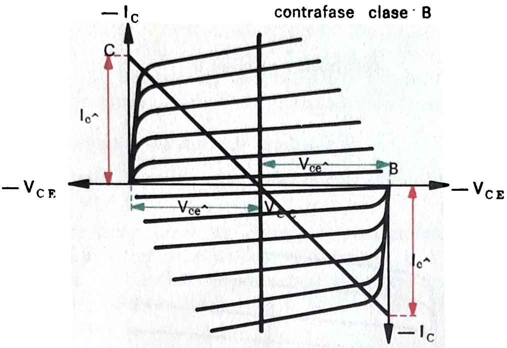

— I_C
contrafase clase B
C
I_c^
V_ce^
B
— V_CE
— V_CE
V_ce^
V_CC
I_c^
— I_C

Fig. 387

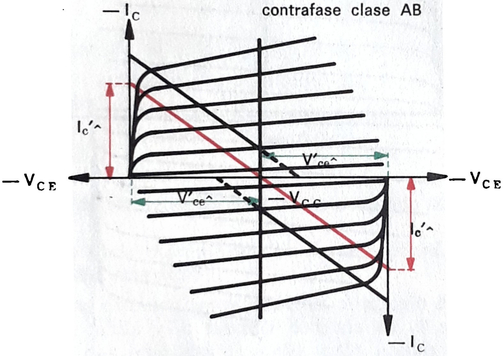

— I_C
contrafase clase AB
I_c'^
V'_ce^
— V_CE
— V_CE
V'_ce^
— V_CC
I_c'^
— I_C

Fig. 388

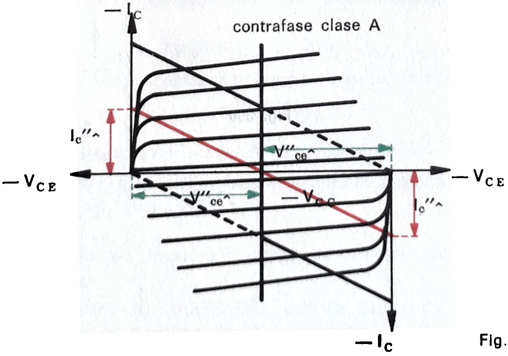

— I_C
contrafase clase A
I_c''^
V''_ce^
— V_CE
— V_CE
V''_ce^
— V_CC
I_c''^
— I_C

Fig. 389

polarización en clase B

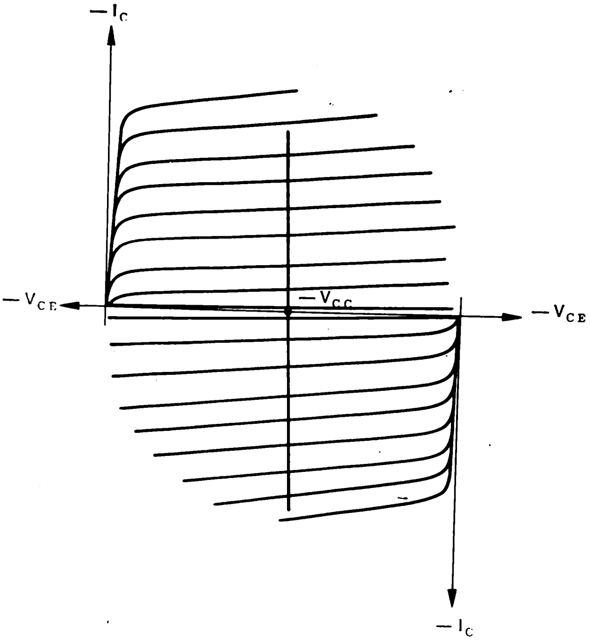


Fig. 390

## 5.3. Proceso de establecimiento de un paso en contrafase

La indicación de la clase de polarización se ha omitido voluntariamente en el título de este capítulo, siendo la elección del punto de reposo, sobre todo, función de los resultados exigidos al paso en proyecto.

El proceso de establecimiento de un paso en contrafase se diferencia muy poco del método desarrollado para el paso simple polarizado en clase A fija.

1) *Determinar la potencia máxima de utilización*

2) *Calcular la potencia de salida que debe dar el conjunto de los dos transistores*

En este cálculo se debe tener en cuenta el rendimiento del transformador utilizado entre los colectores de los transistores y la utilización; además, en cierto número de pérdidas suplementarias hacen que en la práctica la potencia anteriormente determinada venga multiplicada por un coeficiente del orden de 1,5, o sea:

$$P_{\mathrm{Smax.}(T1,\ T2)} = P_{\mathrm{Utilizacion}} \cdot 1{,}5.$$

3) *Determinar la potencia de salida que debe dar un transistor*

Para obtener este resultado, basta dividir por 2 la potencia calculada en el apartado anterior:

$$P_{\mathrm{Smax.}(T1)} = P_{\mathrm{Smax.}(T1,\ T2)}/2.$$

4) *Elegir una clase de polarización*

Supongamos para mayor sencillez que hemos adoptado la clase B (fig. 390).

5) *Determinar la potencia máxima que ha de ser disipada en la unión colector-base de cada transistor*

Si consideramos las dos ecuaciones relativas al cálculo de la potencia máxima disponible a la salida y la máxima disipada en el colector, se puede demostrar fácilmente que estas dos nociones están ligadas una con otra por medio de la fórmula:

$$P_{\mathrm{Cmax.}(T1)} = (4/\pi^2)\, P_{\mathrm{Smax.}(T1)} \# 0{,}4\, P_{\mathrm{Smax.}(T1)}.$$

Para mayor seguridad, adoptamos como fórmula práctica:

$$P_{\mathrm{Cmax.}(T1)} = 0{,}5\, P_{\mathrm{Smax.}(T1)}.$$

6) *Determinar la temperatura límite de funcionamiento*

Se trata de determinar la temperatura ambiente máxima a la cual se podría someter el paso en estudio.

7) *Seleccionar el tipo de transistor capaz de disipar esta potencia en su unión colector-base*

Todos los fabricantes de transistores dan la curva de potencia máxima disipada en el colector en función de la temperatura ambiente. Esta característica no es limitativa, ya que demostraremos en un capítulo especial que el comportamiento en potencia de un transistor se pueden mejorar usando aletas de refrigeración; el cálculo de estas placas se desarrollará en el capítulo "Comportamiento térmico de los transistores de potencia".

8) *Determinar la tensión de alimentación*

En el caso de acoplo por transformador (posibilidad muy utilizada en los pasos en contrafase), la tensión de alimentación debe ser siempre inferior a la mitad de la máxima permitida entre colector y emisor del transistor utilizado. Esta tensión se representa por el término $-V_{CEM}$ en los textos de transistores (circuito de emisor común).

$$-V_{CC} = 0{,}5\,(-V_{CEM}).$$

9) *Calcular el valor de la impedancia de carga de colector* (figura 391).

Hay dos soluciones para hallar el valor óptimo de la resistencia de carga:

- determinar el valor máximo permitido de la corriente de colector ($-I_{CM}$) y unir el punto correspondiente con el $-V_{CC}$ del eje de abscisas.
- calcular, partiendo de la potencia máxima de salida, el valor de la resistencia de carga que permite tal potencia, siendo la variación de tensión teóricamente igual a la tensión de alimentación.

De la ecuación:

$$P_{S\max.(T1)} = V^2_{CC}/4\,R_L$$

podemos sacar el valor de $R_L$:

$$R_L = V^2_{CC}/4\,P_{S\max.(T1)}.$$

10) *Determinar el valor de pico de la corriente de colector*

Este cálculo es necesario cuando se adopta el segundo método del capítulo anterior; del resultado podremos deducir dos conclusiones importantes:

- asegurarse de que el valor de $I_c$ es inferior o igual a $-I_{CM}$;
- conociendo la variación máxima de la corriente de colector, deducir la variación máxima de la corriente de base.

Los diferentes elementos que acabamos de definir están representados en el conjunto de características de salida de la figura 392.

11) *Determinar el valor máximo de la corriente de base*

La solución gráfica parece ser la más fácil; si consideramos un solo transistor, el conjunto de características de salida, transferencia de corriente y entrada permite una rápida determinación de la corriente de base que es origen de la variación de la corriente de colector hallada anteriormente.

La relación entre estas dos corrientes determina la ganancia de corriente del transistor, parámetro muy útil para calcular la ganancia de potencia del paso.

características de salida idealizadas

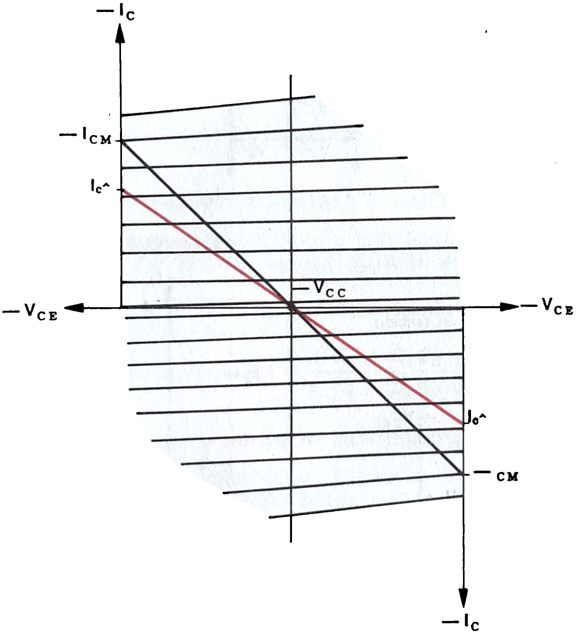

— I_C
— I_CM
I_c^
— V_CC
— V_CE
— V_CE
J_c^
— CM
— I_C

Fig. 391

## determinación gráfica de las ganancias de un paso en contrafase

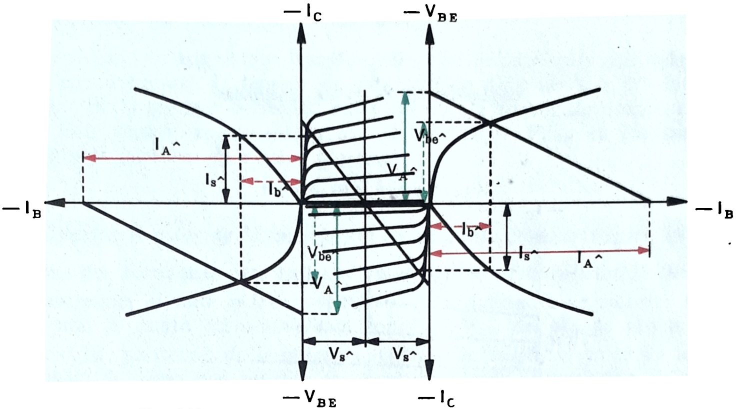
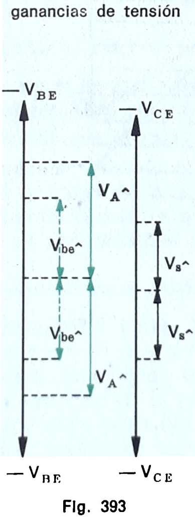

— I_C
— V_BE
— I_B
— I_B
I_A^
I_s^
I_b^
V_be^
V_A^
I_b^
I_s^
I_A^
V_be^
V_A^
V_s^
V_s^
— V_BE
— I_C

Fig. 392



ganancias de tensión

— V_BE
— V_CE
V_A^
V_be^
V_s^
V_be^
V_s^
V_A^
— V_BE
— V_CE

Fig. 393

ganancias de corriente

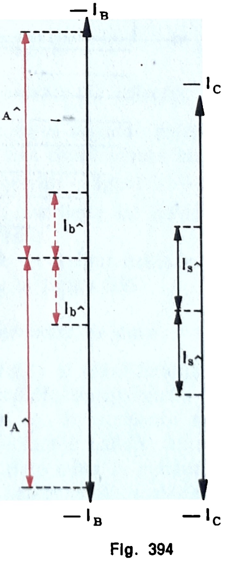

— I_B
— I_C
I_A^
I_b^
I_s^
I_b^
I_s^
I_A^
— I_B
— I_C

Fig. 394

### 12) *Buscar la posición óptima de la recta de excitación en la red de características de entrada*

La posición de la recta de excitación interviene en gran parte en las posibilidades del paso, sobre todo en los porcentajes de distorsión de la señal de salida, así como sobre la ganancia compuesta de potencia del paso.

Considerada la no linealidad de la característica de transferencia de corriente de cada transistor, el control por tensión es mucho más favorable en lo que se refiere al porcentaje de distorsión de la señal de salida. La recta de ataque debe pues aproximarse a la posición horizontal, formando un ángulo con la recta paralela al eje de abscisas de forma que se conserve una ganancia de potencia suficiente (fig. 392).

### 13) *Calcular la ganancia de potencia del paso*

Partiendo de los ejes comunes establecidos según el método desarrollado en las páginas anteriores, es fácil calcular las ganancias de tensión (relación de las variaciones de las tensiones en los ejes $-C_{CE}$ y $-V_{BE}$ de la figura 394).

El producto de estas ganancias da el valor de la ganancia de potencia del paso.

### 14) *Determinar gráficamente el porcentaje de distorsión*

A pesar de la ausencia de distorsión por armónicos de orden par en un paso en contrafase, es útil calcular los porcentajes de armónicos 3 contenidos en la señal de salida.

Esta determinación se puede hacer partiendo del eje común a las corrientes de colector, según la relación:

$$\text{porcentajes de armónicos } 3 = \frac{B_4 C_4 - (D_4 E_4)\sqrt{2}}{B_4 C_4 + (D_4 E_4)\sqrt{2}} \cdot 100\ \%.$$

### 15) *Calcular la resistencia de entrada de cada transistor*

En la familia de características de entrada de un transistor, la recta que une el origen de los ejes con el punto correspondiente a la modulación total del transistor determina, mediante la tangente del ángulo que forma con la horizontal, el valor muy aproximado de la resistencia de entrada de un transistor.

### 16) *Partiendo del resultado anterior, determinar la impedancia de entrada del paso o impedancia entre bases*

En el apartado "cálculo del transformador de acoplo entre el paso de salida y el principal" hemos demostrado que la impedancia entre bases de un paso en contrafase estaba dada por la fórmula:

$$Z_{BB} = 4\, Z_e.$$

$Z_e$ representa la resistencia de entrada del transistor.

### 17) *Calcular los transformadores de entrada y salida*

El cálculo del transformador de salida exige un perfecto conocimiento de la impedancia de utilización (impedancia de la bobina móvil del altavoz, por ejemplo) y de la de salida del paso.

Esta última se determina aproximadamente con ayuda de la red de características de salida según el método desarrollado en el capítulo.

La relación del número de espiras entre primario y secundario o relación de transformación de este transformador está dada por la relación:

$$n = N_1/N_2 = Z_{S(CC)}/Z_U = 4\, Z_{S(T1)}/Z_U.$$

En esta ecuación $N_1$ y $N_2$ son respectivamente las espiras de primario y secundario; $Z_{S(CC)}$, la impedancia de salida del paso (impedancia entre colectores) y $Z_{S(T1)}$, la impedancia de salida de un solo transistor.

Sería fácil demostrar que:

$$Z_{S(CC)} = 4\, Z_{S(T1)}.$$

El principio del cálculo del transformador de acoplo entre el paso de salida y el excitador es idéntico al que acabamos de desarrollar para el transformador de salida.

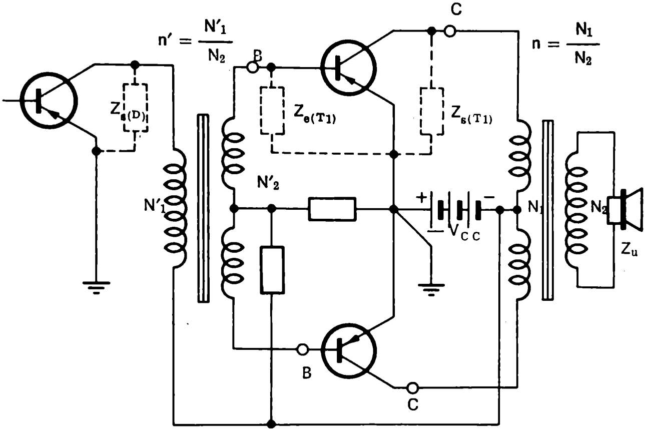
La relación de transformación está dada por la relación:

$$n' = N'_1/N'_2 = Z_{S(D)}/Z_{BB} = Z_{S(D)}/4\, Z_e$$

en que $N'_1$ y $N'_2$ definen respectivamente los números de espiras de primario y secundario; $Z_{s(D)}$, la impedancia de salida del paso excitador, y $Z_{BB}$, la impedancia de entrada del paso.

En los cálculos que acabamos de efectuar omitimos voluntariamente la influencia de los circuitos de estabilización así como los problemas creados por la asimetría de funcionamiento de los transistores utilizados. En la práctica, estos elementos se pueden incluir en el cálculo del proyecto sin dificultad; las nociones térmicas relativas a los pasos de señales fuertes serán estudiadas al final de este capítulo.

Además hemos supuesto, para facilitar las explicaciones, que el paso en contrafase estaba cargado y excitado por medio de dos transformadores; en realidad, en la práctica este tipo de circuito y sobre todo de acoplo se utiliza casi siempre. Ocurre igual en el circuito de emisor común que hemos adoptado durante las explicaciones.


C
n' = N'1 / N2
n = N1 / N2
B
Zs(D)
Ze(T1)
Zs(T1)
N'1
N'2
+
−
Vcc
N1
N2
Zu
B
C

$Z_{e(BB)} = 4\,Z_{e(T1)}$ $\qquad$ $Z_{s(CC)} = 4\,Z_{s(T1)}$

Fig. 395

## paso simple

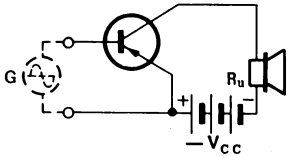


Fig. 396

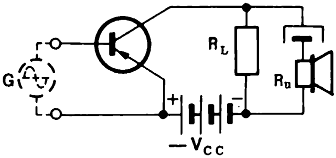


Fig. 397

## paso en contrafase

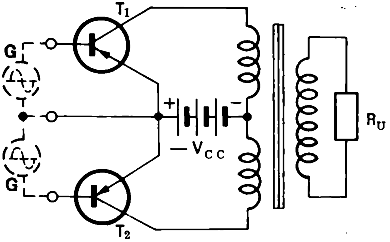

$T_1$
$T_2$
G
G
+
−
$-V_{CC}$
$R_U$

Fig. 398

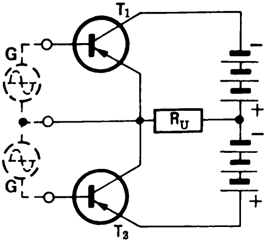


Fig. 400

## paso contrafase unilateral

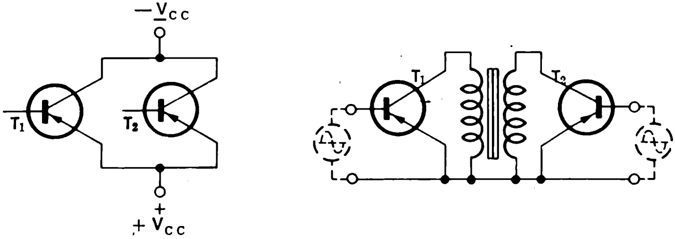
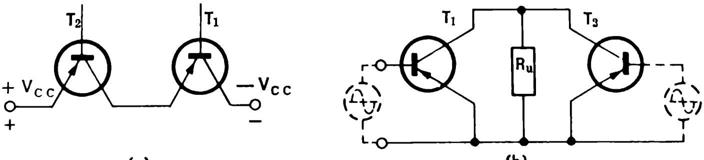

$-V_{CC}$
$T_1$
$T_2$
+
$+V_{CC}$
$T_1$
$T_2$

Fig. 399 (a) (b)


$T_2$
$T_1$
$+V_{CC}$
+
$-V_{CC}$
−
$T_1$
$T_2$
$R_u$

(a) (b)

Fig. 401

## 54. Paso en contrafase sin transformador de salida (contrafase unilateral)

Partiendo de un paso en contrafase clásico se puede estudiar un nuevo circuito simétrico, cuyo mayor interés consiste en suprimir el transformador de salida. Es cierto que en el caso del transistor ciertos circuitos clásicos (consideradas las pequeñas impedancias de salida puestas en juego) permiten la supresión del transformador de salida; pero estos circuitos particulares presentan siempre ciertos inconvenientes, siendo los principales:

— en el circuito simple de la figura 396, el paso de una corriente continua permanente por la bobina móvil del altavoz;

— en el circuito simple de la figura 397, una gran pérdida de energía en la resistencia de carga de colector (circuito continuo);

— en el caso de un paso simétrico (con mucho, el más ventajoso como paso de salida), un gran problema de acoplo de una salida simétrica a una carga asimétrica.

Por estas razones, vamos a desarrollar los problemas relativos a la realización de un paso amplificador simétrico sin transformador de salida, recordando los principios generales que rigen el funcionamiento de este tipo de circuito.

### *Principios generales*

Si consideramos el paso en contrafase clase B de la figura 398, se pueden sacar las siguientes conclusiones interesantes:

— los dos transistores están montados en paralelo con relación a la fuente de tensión continua que alimenta el conjunto (fig. 399, *a*);

— estos dos circuitos están conectados en serie con relación a las variaciones de corriente que circulan por cada mitad del primario del transformador (fig. 399, *b*).

La primera comprobación subraya el aspecto estático del funcionamiento del paso, mientras que la segunda está únicamente ligada al comportamiento dinámico.

Examinemos ahora el paso simétrico sin transformador de la figura 400 (circuito de principio); se pueden enunciar conclusiones inversas para él:

— los dos transistores están montados en serie con relación a la fuente de tensión continua que alimenta el conjunto (fig. 401, *a*);

— estos dos transistores están conectados en paralelo con relación a las variaciones de corriente producidas en la resistencia de carga común.

La primera diferencia que aparece al observar simultáneamente los dos circuitos es que para obtener resultados de potencia idénticos es indispensable doblar la tensión de alimentación del paso amplificador simétrico sin transformador de salida.

Por lo contrario, no aparece ninguna señal (tensión alterna) entre el colector del transistor $T_1$ y el emisor del $T_2$. ¿Cuáles son las ventajas de este circuito con relación al paso en contrafase clásico? Aparentemente, son cuatro:

- Si el borne positivo de la fuente de alimentación está unido a la masa, la salida de este paso es asimétrica (fig. 402).
- Las caídas de tensión inductivas del transformador se suprimen, pues los dos transistores funcionan en paralelo con la misma carga.
- El acoplo entre la salida del paso y la carga solamente necesita un condensador.
- La impedancia de salida del paso es igual a la cuarta parte de la resistencia de salida de un paso en contrafase clásico; esta ventaja es muy importante y permite comprender mejor la razón por la cual se puede conectar directamente a la salida la bobina móvil de un altavóz de pequeña impedancia.

### *Explicación simplificada del funcionamiento*

Para resaltar más la identidad de los principios de funcionamiento de los dos circuitos, vamos a estudiar simultáneamente el comportamiento de un paso en contrafase polarizado en clase B, haciendo un paralelo permanente con el paso simétrico sin transformador de salida. La figura 403 representa un paso en contrafase clásico; los transistores $T_1$ y $T_2$ están polarizados en clase B.

En la figura 404 (paso simétrico sin transformador de salida), los transistores $T_3$ y $T_4$ están polarizados también en clase B

Si se aplica una alternancia negativa de la señal en un instante dado a la entrada de $T_1$ y $T_3$; se aplica una alternancia positiva de la señal, simultáneamente, a la entrada de los transistores $T_2$ y $T_4$.

En el paso simétrico de la figura 403, la unión base-emisor del transistor $T_1$ se encuentra polarizada en sentido directo y circula una corriente de colector $T_{c1}$ por el circuito de salida, por ejemplo por la mitad del primario que está en serie con el colector de $T_1$.

En el paso simétrico de la figura 404 (sin transformador de salida) la unión base-emisor del transistor $T_3$ está también polarizada en sentido directo; ahora circula una corriente de colector $T_{c3}$ por la carga común a los dos transistores ($T_3$ y $T_4$).

En la alternancia siguiente, los transistores $T_1$ y $T_3$ están bloqueados; en cambio, los transistores $T_2$ y $T_4$ se encuentran en régimen normal de funcionamiento y las corrientes $I_{c2}$ e $I_{c4}$ circulan respectivamente por la mitad del primario del transformador que carga el transistor $T_2$ y por la carga común de los transistores $T_3$ y $T_4$.

Los comportamientos de estos dos transistores son idénticos en todos los puntos, ya que en ambos casos están atacados por dos señales en oposición de fase, y las corrientes de colector que dependen de estas señales pueden alcanzar en los dos tipos de circuito un valor máximo $-I_{CM}$, que es el límite de la corriente de colector de cada transistor.

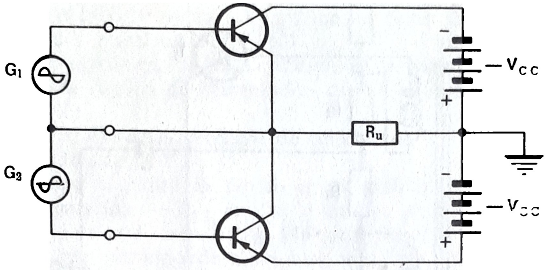

$G_1$
$G_2$
$R_u$
$-V_{CC}$
$-V_{CC}$
$-$
$+$
$-$
$+$

Fig. 402

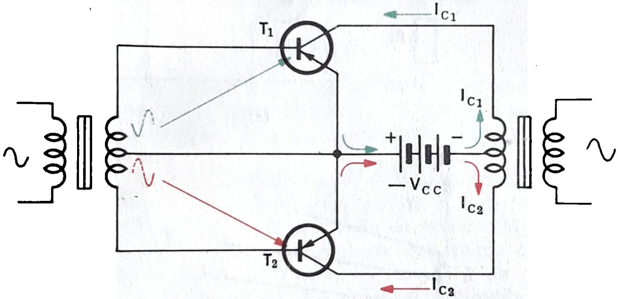

$I_{C1}$
$T_1$
$I_{C1}$
$+$
$-$
$-V_{CC}$
$I_{C2}$
$T_2$
$I_{C2}$

Fig. 403

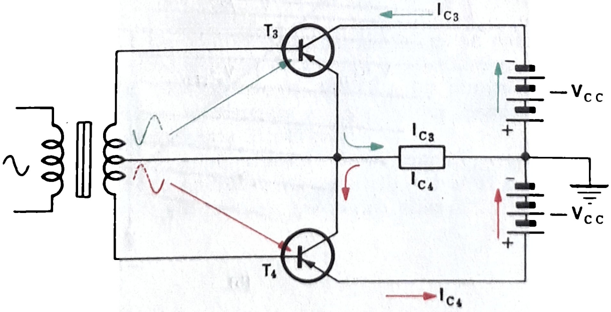

$I_{C3}$
$T_3$
$-V_{CC}$
$I_{C3}$
$I_{C4}$
$-V_{CC}$
$T_4$
$I_{C4}$

Fig. 404

realización de un paso en contrafase unilateral

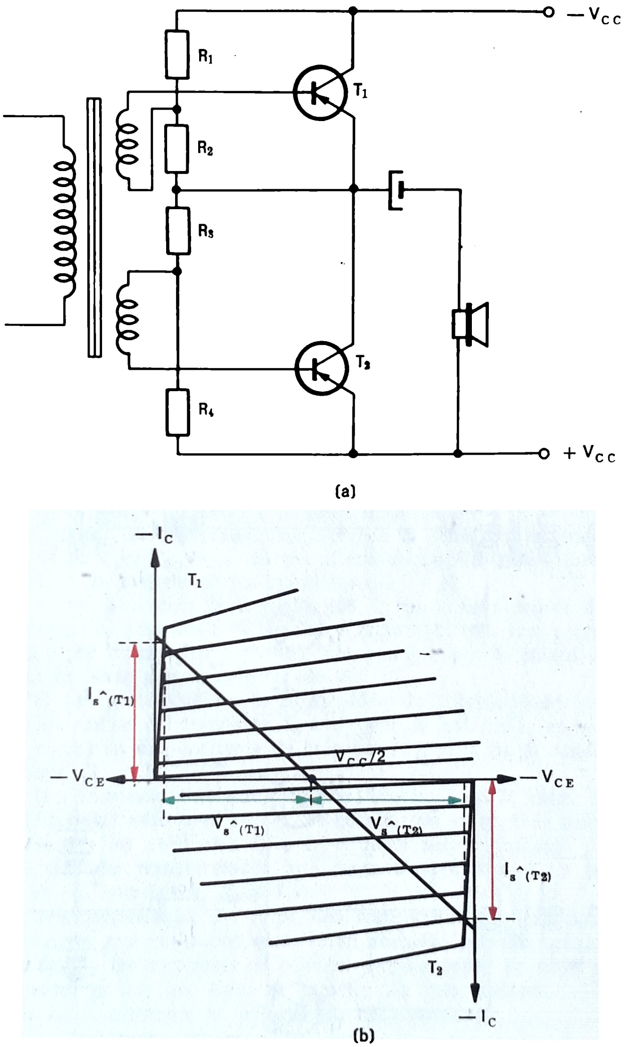

— V_CC
R1
T1
R2
R3
T2
R4
+ V_CC
(a)
— I_C
T1
I_s^(T1)
— V_CE
V_CC/2
— V_CE
V_s^(T1)
V_s^(T2)
I_s^(T2)
T2
— I_C
(b)

Fig. 405

### *Resolución gráfica del paso simétrico sin transformador de salida*

Considerada la similitud de las explicaciones entre los dos tipos de circuito, no vamos a estudiar por separado las características propias de cada transistor, sino que agruparemos en un solo gráfico las redes de características de salida de los dos transistores (fig. 405, *b*).

En la familia de características de salida situada en la parte superior izquierda de este gráfico, la tensión de alimentación total $-V_{CC}$ se encuentra en el punto *A*.

Por este punto pasa el eje de la corriente de colector de la red de características de salida del transistor $T_4$.

¿Dónde se debe situar el punto de reposo en tal gráfico?

La tensión de alimentación $-V_{CC}$ se divide en dos partes iguales, ya que se había adoptado para este circuito (fig. 404) una alimentación con dos grupos de baterías, lo que corresponde a no usar más que un solo grupo de baterías en las condiciones de la figura 405, *a*.

La tensión colector-emisor en bornes de cada transistor (en ausencia de señales aplicadas a la entrada del paso) es igual a la mitad de la total de alimentación:

$$-V_{CER} = -V_{CC}/2.$$

El trazado de las rectas de carga estática y dinámica en el conjunto de las características no presenta ninguna dificultad, ya que se superponen; la resistencia continua de la bobina del altavoz que carga el paso es prácticamente igual a su impedancia.

Los diferentes cálculos de la potencia máxima disponible a la salida, la potencia dada por la batería, la potencia disipada en el colector y el rendimiento se hacen sin ninguna dificultad partiendo de este conjunto de redes.

De igual forma se podrán determinar, siempre con ayuda de las redes de características, las ganancias de corriente, de tensión y de potencia del paso, así como los valores de las resistencias de entrada y salida.

El cálculo del porcentaje de distorsión se hará también muy sencillo mediante el método gráfico desarrollado en el estudio del circuito en contrafase clásico. También aquí es muy importante subrayar la influencia de la falta de igualdad de los dos transistores.

El circuito simétrico "sin transformador de salida" es un paso en contrafase; una diferencia de características de entrada o transferencia de corriente provocará una distorsión muy importante, debida a los armónicos de orden par, armónicos prácticamente inexistentes en este tipo de circuito cuando los dos transistores son absolutamente idénticos.

En cuanto al proceso de establecimiento de tal circuito, creemos que no es necesario desarrollarlo de nuevo; basta para ello volver al capítulo "Proceso de establecimiento de un paso en contrafase clase B".

## 5.5. Paso en contrafase complementario

En las diferentes clases de pasos en contrafase que hemos estudiado hasta ahora (tipos clasificados en función de su polarización), los transistores utilizados eran siempre del mismo tipo (transistores PNP), con características lo más parecidas posible.

La forma de ejecutar tales circuitos exige el empleo de sistemas particulares de ataque. En el esquema sinóptico de la figura 406, es indispensable que dos tensiones (o señales) en oposición de fase sean aplicadas simultáneamente en los bornes de entrada de los dos transistores.

En la práctica este resultado se obtiene empleando un transformador; pero veremos al final de este capítulo que otros circuitos que utilizan uno o varios transistores permiten obtener los mismos resultados.

El objeto de este nuevo estudio no es el de desarrollar los diferentes sistemas de desfase, sino el de demostrar otra posibilidad de realizar un paso en contrafase utilizando esta vez dos transistores de tipo contrario.

En el circuito de la figura 407, el transistor $T_2$ es del tipo *NPN* y el transistor $T_1$, del NPN.

Representemos ahora las familias completas de características de cada transistor (fig. 408 para el NPN y fig. 409 para el PNP).

Aparte del tipo, las características dinámicas de estos dos transistores son absolutamente idénticas; en otras palabras, las resistencias de salida y entrada y las ganancias de corriente son lo más parecidas posibles; únicamente las polaridades de las tensiones aplicadas son inversas en los dos transistores.

En el instante $t_1$, los dos están polarizados en clase B, y no circula ninguna corriente por el circuito de salida, ya que no se aplica ninguna señal a la entrada.

En el instante $t_2$, se aplica simultáneamente una alternancia positiva entre la base y el emisor de cada transistor. ¿Qué ocurre entonces en el circuito de la figura 410?

La alternancia de la señal positiva aplicada entre base y emisor del transistor $T_2$ produce una polarización en sentido directo de la unión correspondiente; circula una corriente de colector $I_{c2}$ en el circuito de salida. Por lo contrario el transistor $T_1$ (PNP) se encuentra en régimen de bloqueo.

En el instante $t_3$ no hay aplicada ninguna señal a la entrada; los dos transistores están de nuevo polarizados en clase B.

En el instante $t_4$ se aplica a la entrada del paso una alternancia negativa. Esta señal polariza la unión base-emisor del transistor $T_1$ en sentido directo, y circula una corriente $-I_{c1}$ (igual en valor absoluto a $I_{c2}$) por el circuito de salida. El transistor $T_1$ (PNP) está polarizado ahora en sentido directo.

El funcionamiento de tal circuito es prácticamente idéntico al que hemos señalado en el estudio del contrafase clase B. Un transistor conduce mientras el otro está bloqueado

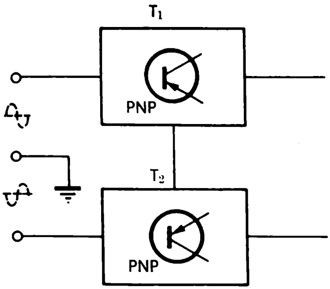

T₁
PNP
T₂
PNP

Fig. 406

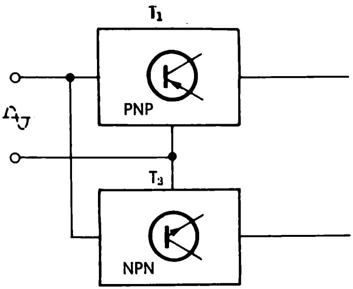

T₁
PNP
T₂
NPN

Fig. 407

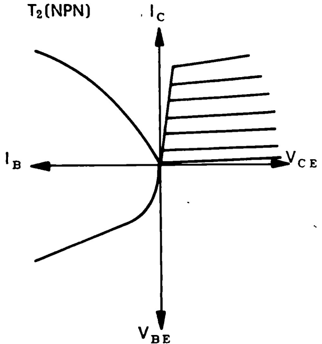


Fig. 408

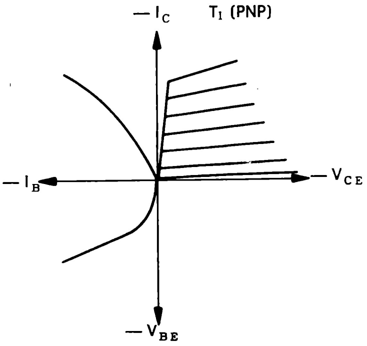


Fig. 409

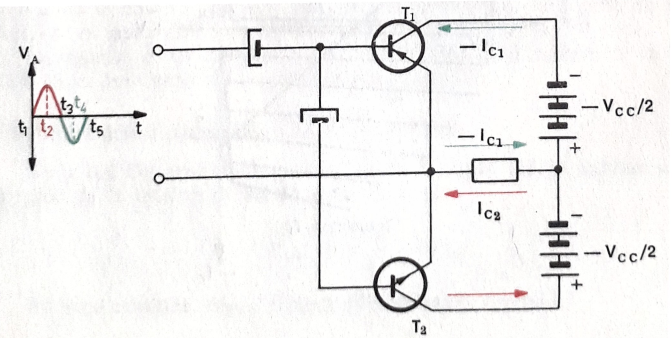

V_A
t₁
t₂
t₃
t₄
t₅
t
T₁
— I_C1
—
— V_CC/2
+
— I_C1
I_C2
—
— V_CC/2
+
T₂

Fig. 410

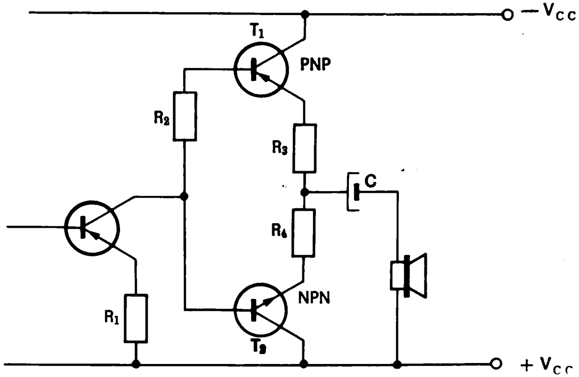

— $V_{CC}$
$T_1$
PNP
$R_2$
$R_3$
C
$R_4$
NPN
$R_1$
$T_2$
+ $V_{CC}$

Fig. 411

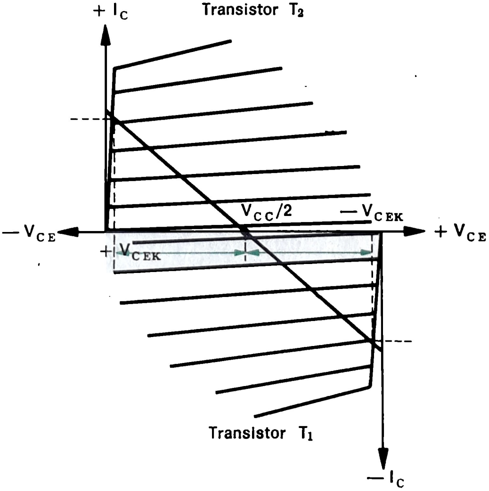

+ $I_C$
Transistor $T_2$
$V_{CC}/2$
— $V_{CEK}$
— $V_{CE}$
+ $V_{CE}$
+ $V_{CEK}$
Transistor $T_1$
— $I_C$

Fig. 412

Si no se tienen en cuenta los problemas de polarización diferentes de un transistor con relación al otro, el estudio del comportamiento dinámico de este paso es en todos sus puntos similar al desarrollo hecho en el capítulo anterior. Para establecer mejor un paralelismo entre estos dos pasos, basta volver muy rápidamente a la resolución gráfica utilizada en el circuito en contrafase clase B.

La familia de características de salida del transistor $T_2$ (*NPN*) está representada en la figura 412 (parte superior izquierda); la red correspondiente del transistor $T_1$ (PNP) en la figura 412, parte inferior derecha. La salida de este paso está cargada por la bobina móvil de un altavoz (fig. 411).

La tensión de alimentación es sensiblemente igual a la máxima colector-emisor de los transistores utilizados:

$$(V_{CC}) = V_{CEM(T1)} = V_{CEM(T2)},$$

y como los dos transistores tienen características idénticas:

$$V_{CEM(T1)} = V_{CEM(T2)}.$$

La polarización en clase B de los dos transistores impone a los puntos de reposo correspondientes una posición en el eje de abscisas. Estos puntos de reposo se encuentran exactamente en el punto $-V_{CC}/2$.

El gráfico común a las redes de características de salida permite la superposición de dos puntos de reposo en *A*, en la figura 412.

Una variación de la corriente de colector en el transistor $T_1$ se traduce en un desplazamiento del punto de funcionamiento en el sentido de un aumento de $-I_{c1}$ en la recta de carga dinámica.

Inversamente, una variación de la corriente de colector en el transistor $T_2$ origina un desplazamiento del punto de funcionamiento en el sentido de un aumento de $I_{C2}$ en la misma recta de carga dinámica. Las variaciones de corriente de colector se consideran en valor absoluto.

Los valores máximos de la corriente de colector son, en el transistor $T_1$, $-I_{CM1}$ y en el transistor $T_2$, $I_{CM2}$, sabiendo que: $|I_{CM1}| = |I_{CM2}|$.

Los cálculos de la potencia máxima disponible a la salida del paso, la disipada en el colector de cada transistor y la dada por la batería no se diferencian en nada de los valores calculados en el capítulo anterior.

Rehagamos estos cálculos a título indicativo, y aprovechemos la ocasión para hacer intervenir las características residuales.

### *Potencia máxima disponible a la salida del paso*

En la red de características de salida de la figura 412, la máxima variación de pico de la tensión de salida viene dada por:

$$\hat{V_{cem}} = \frac{V_{CC}}{2} - V_{CEK}$$

En esta ecuación, $V_{CEK}$ representa la tensión residual.

La máxima variación de pico de la corriente de salida se obtiene de la misma forma partiendo del conjunto de características de salida de la figura 413:

$$I_{cm}\hat{} = I_{CM} - I_r$$

en esta relación $I_{CM}$ representa el valor máximo de la corriente de colector e $I_r$, el valor de la corriente residual. La potencia máxima disponible a la salida del paso es entonces igual a:

$$P_{S\max} = V_{cem}\hat{}/\sqrt{2} \cdot I_{cm}\hat{}/\sqrt{2} = V_{cem}\hat{}\, I_{cem}\hat{}/2$$

Sustituyamos $V_{cem}\hat{}$ e $I_{cm}\hat{}$ por su valor; en estas condiciones:

$$P_{S\max.} = \left(\frac{V_{CC}}{2} - V_{CEK}\right) \cdot (I_{CM} - I_r)/2.$$

Si no hubiéramos tenido en cuenta las características residuales, la potencia máxima disponible a la salida será igual a:

$$P_{S\max.} = V_{CC} \cdot I_{CM}/4.$$

Esta ecuación es absolutamente igual a la que podríamos haber obtenido en el cálculo de la potencia máxima disponible a la salida de un paso en contrafase clase B formado con dos transistores idénticos.

*Potencia dada por la batería*

Volvamos a las ecuaciones determinadas en el estudio del paso en contrafase clase B. Teniendo en cuenta las características residuales, la potencia máxima dada por la batería es:

$$P_B = (V_{CC}) \cdot (I_{CM} - I_r)/\pi.$$

y si se desprecian estas características residuales:

$$P_B = V_{CC} \cdot I_{CM}/\pi.$$

En estas dos fórmulas, $I_{CM}$ representa el valor máximo de la corriente de colector. Puede ocurrir, sin embargo, que en el proyecto en estudio el valor máximo de la corriente de colector sea inferior a este límite; en este caso, basta sustituir $I_{CM}$ en las ecuaciones anteriores por $I_C$ , correspondiente al nuevo valor máximo de la corriente de colector.

*Potencia disipada en el colector*

En el apartado anterior hemos insistido de forma particular en la noción de potencia disipada en el colector (o más exactamente, potencia disipada en la unión base-colector de un transistor que funciona en régimen normal).

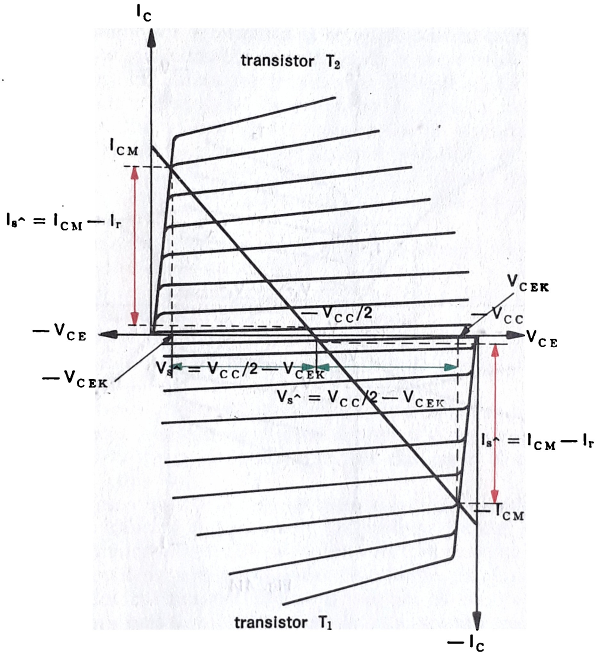

I_C
transistor T₂
I_CM
Is^ = I_CM — Ir
— V_CE
V_CEK
— V_CC/2
— V_CC
V_CE
— V_CEK
Vs^ = V_CC/2 — V_CEK
Vs^ = V_CC/2 — V_CEK
Is^ = I_CM — Ir
— I_CM
transistor T₁
— I_C

Fig. 413

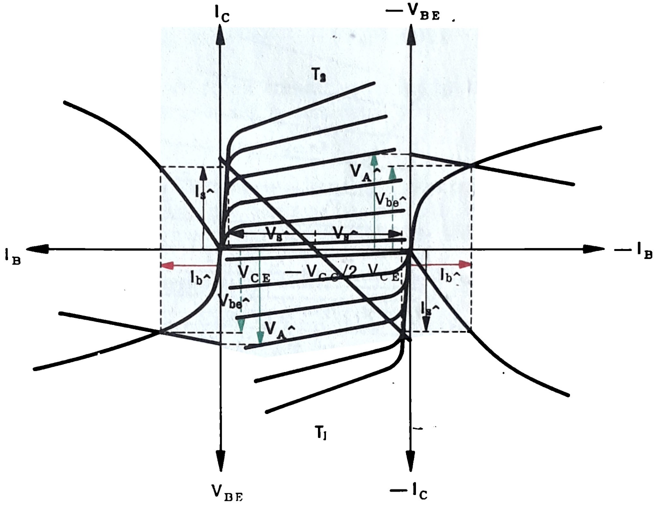

I_C
— V_BE
T_2
V_A^
V_be^
I_s^
I_B
V_s^
V_t^
— I_B
I_b^
V_CE
— V_CC/2
V_CE
I_b^
V_be^
I_s^
V_A^
T_1
V_BE
— I_C

Fig. 414

Esta potencia es función de la variación máxima de la tensión colector-emisor de cada transistor, según la fórmula:

$$P_{C\max.} = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{2} - V_{CEK}\right)^2}{Z_L} \cdot \frac{1}{\pi^2}.$$

El rendimiento de este paso está dado por la relación que existe entre la potencia máxima disponible a la salida y la dada por la batería en condiciones óptimas de funcionamiento.

Aparte de los elementos que determinan el comportamiento estático de tal circuito, es prácticamente indispensable calcular (o en la mayoría de los casos, determinar gráficamente) los diferentes parámetros dinámicos del conjunto, entendiendo por parámetros dinámicos las ganancias de tensión, de corriente y de potencia, así como los valores de las resistencias de entrada y salida.

Esta determinación se efectúa muy sencillamente partiendo del conjunto de las redes de características (fig. 414) pertenecientes a los dos transistores. La utilización de este conjunto facilita el cálculo de los diversos parámetros del paso.

Sin embargo, tal conjunto parecería diferenciarse del circuito en contrafase clase C en cuanto a problemas de alimentación. El empleo en un mismo paso de dos transistores de diferentes tipos necesita teóricamente:

— para el transistor NPN ($T_2$) una fuente de tensión positiva ($V_{CC\,(T2)}$)

— para el transistor PNP ($T_1$) una fuente de tensión negativa ($-V_{CC\,(T1)}$)

En la práctica se puede usar un solo grupo de baterías, según el montaje realizado en la figura 411.

En cuanto a las diversas clases de polarización estudiadas en el paso en contrafase clase B, existen también en el paso simétrico complementario. La reducción de la distorsión de cruce necesita en los dos casos el empleo de un paso polarizado en clase AB.

En resumen, el proceso de cálculo de un paso simétrico complementario es en todos sus puntos idéntico al que hemos desarrollado para el contrafase clase B por lo que no vamos a repetirlo para esta clase de montaje. Además, y aquí abordamos un problema extremadamente importante, es absolutamente indispensable que los dos transistores utilizados (aunque de diferentes tipos) tengan sus características estáticas y dinámicas lo más aproximadas posible.

Por tanto, realizar tal tipo de paso es como estudiar un contrafase con ausencia total de problemas en cuanto al desfase de las señales aplicadas a la entrada.

## 5.6. Contrarreacción (o reacción negativa)

Antes de acabar el estudio del transistor en audiofrecuencia (régimen de señales fuertes) es interesante desarrollar aunque sea muy rápidamente el principio de los diferentes circuitos de contrarreacción usados en las cadenas de amplificación de audiofrecuencia transistorizadas.

Aunque los problemas relativos a la reacción negativa no están específicamente ligados a la técnica particular de los semiconductores, creemos útil recordar los principios generales y subrayar las influencias de estos circuitos en el comportamiento de un paso amplificador.

¿Cuáles son los puntos más importantes en que debemos insistir de una forma particular al estudiar la función amplificadora?

Por orden de importancia, estos fenómenos son:

— aparición de distorsiones no lineales:

La no linealidad de las características de entrada (fig. 415), y en algunos casos de las características de transferencia de corriente (fig. 416), es origen de deformaciones más o menos importantes de la corriente de salida, en relación con la señal aplicada a la entrada del paso. Estas distorsiones se han indicado al estudiar el comportamiento de los transistores en régimen de señales fuertes, pudiendo hacerse gráficamente el cálculo del porcentaje de distorsión con ayuda de las familias de características del transistor.

El empleo de circuitos de contrarreacción permite disminuir en grandes proporciones esta distorsión.

— curva de respuesta de frecuencia no lineal (distorsión lineales) (fig. 417):

Los resultados de un amplificador varían a veces con la frecuencia de la señal aplicada a la entrada; la influencia de los elementos que forman este paso sobre estas curvas de respuesta de frecuencia ya ha sido estudiada en el capítulo "Amplificación en régimen de señales débiles".

Los circuitos de contrarreacción atenúan las distorsiones lineales.

— dispersión de las características dinámicas de los transistores:

Las características de los transistores son todavía bastante diferentes, entre los del mismo tipo. Estas dispersiones de las características corren el riesgo de modificar bastante seriamente los resultados del amplificador.

Hemos estudiado ya circuitos de contrarreacción en régimen continuo, de forma que se estabilice la posición del punto de reposo en función de las variaciones de temperatura; de igual forma podemos concluir diciendo que los circuitos de contrarreacción en régimen dinámico permitirán estabilizar las características dinámicas del paso en el caso de la sustitución de un transistor por otro del mismo tipo.

no linealidad de la característica de entrada

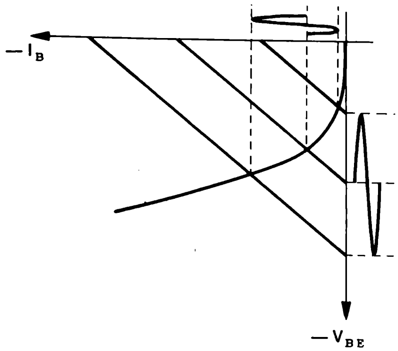


Fig. 415

no linealidad de la característica de transferencia de corriente

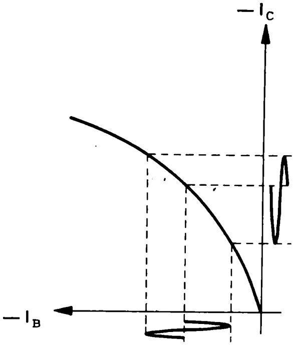


Fig. 416

disminución de la ganancia de potencia

en

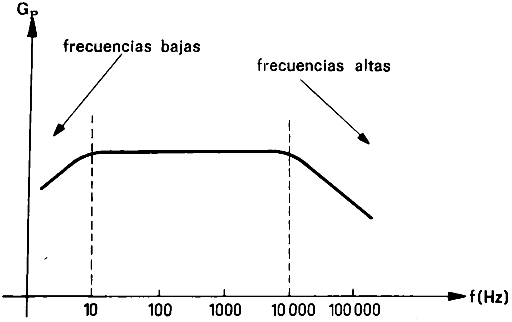


Fig. 417

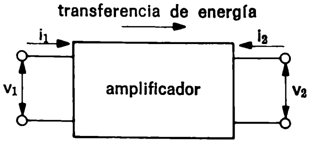

transferencia de energía
$i_1$
$i_2$
$v_1$
amplificador
$v_2$

Fig. 418

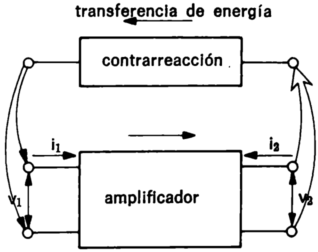
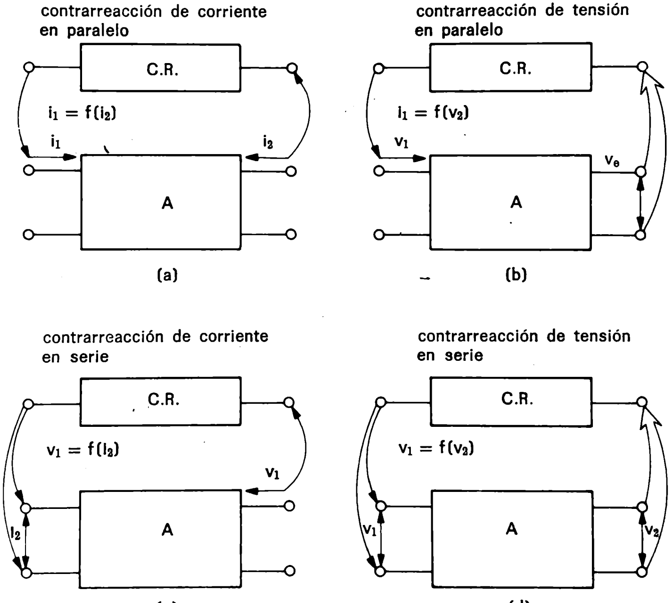

transferencia de energía
contrarreacción
$i_1$
$i_2$
$v_1$
amplificador
$v_2$

Fig. 419


contrarreacción de corriente en paralelo
C.R.
$i_1 = f(i_2)$
$i_1$
$i_2$
A
contrarreacción de tensión en paralelo
C.R.
$i_1 = f(v_2)$
$v_1$
$v_e$
A
contrarreacción de corriente en serie
C.R.
$v_1 = f(i_2)$
$v_1$
$i_2$
A
contrarreacción de tensión en serie
C.R.
$v_1 = f(v_2)$
$v_1$
$v_2$
A

(a) (b)

(c) (d)

Fig. 420

— influencia sobre las propiedades dinámicas de un paso amplificador:

En ausencia de circuitos de contrarreacción, un paso amplificador está determinado por cierto número de parámetros dinámicos: las ganancias de corriente, tensión y potencia, así como los valores de las resistetncias de entrada y salida. Estos diferentes parámetros están influidos, algunas veces en grandes proporciones, por circuitos de contrarreacción.

El estudio cuantitativo que se puede hacer a este respecto (por ejemplo, con la yuda de cuadripolos, a condición de considerar solamente el régimen de señales débiles) permite el cálculo de los nuevos valores de los parámetros anteriormente enunciados.

*Principio de la contrarreacción*

Un repaso ligero de los principios de la contrarreacción facilita el estudio de los cuatro circuitos tipo utilizados en el caso de los transistores.

Representemos por un rectángulo en la figura 418 un paso amplificador transistorizado. Este rectángulo, igual que el amplificador, tiene dos bornes de entrada y otros dos de salida.

Si se aplica una tensión $v_1$ en los de entrada, circula una corriente $i_1$ por este circuito; en tales condiciones aparece una tensión $v_2$ en bornes del circuito de salida, circulando una corriente $i_2$ por este circuito.

Las tensiones $v_1$ y $v_2$ determinan, respectivamente, las tensiones de entrada y salida del paso; y lo mismo sucede con las corriente $i_1$ e $i_2$.

Utilizar un circuito de contrarreacción acoplado con este amplificador es como conectar un circuito entre la salida y la entrada del paso. Representaremos este circuito de contrarreacción por un segundo rectángulo en la figura 419.

¿Cuáles son ahora las posibilidades de reinyectar energía del circuito de salida al de entrada?

Son cuatro:

— Inyectar en la entrada una corriente proporcional a la de salida, por ejemplo $i_1$ (reinyección) $= f(i_2)$; este sistema se llama de contrarreacción de corriente en paralelo (figura 420, *a*).

— Inyectar en la entrada una corriente proporcional a la tensión de salida: $i_1$ (reinyección) $= f(v_2)$, circuito conocido con el nombre de contrarreacción de tensión en paralelo (figura 420, *b*).

— Aplicar en la entrada una tensión proporcional a la corriente de salida, por ejemplo, $v_1$ (reacción) $= f(i_2)$: contrarreacción de corriente en serie (figura 420, *c*).

— Aplicar en la entrada una tensión proporcional a la de salida, por ejemplo, $v_{1r} = f(v_2)$; este circuito se llama de contrarreacción de tensión en serie (figura 420, *d*).

Partiendo de estas definiciones y del esquema de principio de la figura 419, es fácil trasponer estos principios en forma de circuitos asociados a un paso amplificador de un solo transistor.

Paralelamente a los circuitos, será interesante determinar qué tipo de parámetro del amplificador estará estabilizado por el circuito de contrarreacción elegido. (Para esta explicación representaremos con cada tipo de circuito el esquema de principio correspondiente.)

Contrarreacción de corriente en paralelo.

En el circuito de la figura 421, *a*, el transistor está en montaje de emisor común.

En régimen dinámico, una parte de la corriente de salida se reinyecta al circuito de entrada; representemos esta corriente reinyectada por $i_{1r}$.

Si volvemos a la representación sinóptica de este paso (figura 421, *b*), se puede expresar la función de transferencia del rectángulo transistor (este último no es otro que el cuadripolo del transistor). El parámetro correspondiente está determinado por la relación:

$$i_2/i_1 = h_{21e}.$$

El hecho de reinyectar en la entrada una fracción de la corriente de salida corresponde, por tanto, a estabilizar la relación anterior, y es como *estabilizar la ganancia de corriente del paso.*

Contrarreacción de tensión en paralelo

En el circuito de la figura 422 *a*, la corriente reinyectada en la entrada es proporcional a la tensión de salida. Representemos, como en el caso anterior, la corriente reinyectada en la base del transistor por $i_{1r}$.

La relación entre la tensión de salida y la corriente de entrada del cuadripolo del transistor de la figura 422, *b*, determina el parámetro impedancia de transferencia en el sentido directo del paso:

$$v_2/i_1 = Z_{21} \quad \text{para} \quad i_2 = 0.$$

Por tanto, tal sistema de contrarreacción estabiliza la impedancia de transferencia en sentido directo (en vacío) del transistor.

$$t_{cr} = f\,(i_{1r}/v_2).$$

En esta relación cualitativa, $t_{cr}$ representa el porcentaje de contrarreacción del paso amplificador.

Contrarreacción de corriente en serie

En el circuito de la figura 423, *a*, la tensión reinyectada en el circuito de entrada, o sea la que aparece en bornes de la resistencia sin desacoplar colocada en serie en el circuito de emisor, depende del valor de la corriente que circula por el circuito de salida; representemos esta tensión por $v_{1r}$.

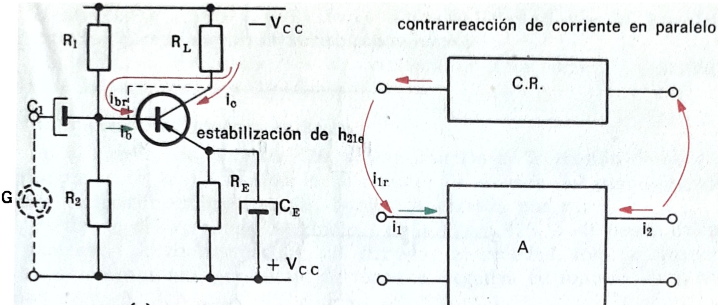
El porcentaje de contrarreacción se puede expresar cualitativamente en función de la relación:

$$t_{cr} = f\,(v_{1r}/i_2).$$

El cuadripolo del transistor de la figura 423, *b*, permite el cálculo de un parámetro ligado a estas dos variables (variaciones de la corriente de salida en función de las de la tensión de entrada, estando la salida cortocircuitada), o sea:

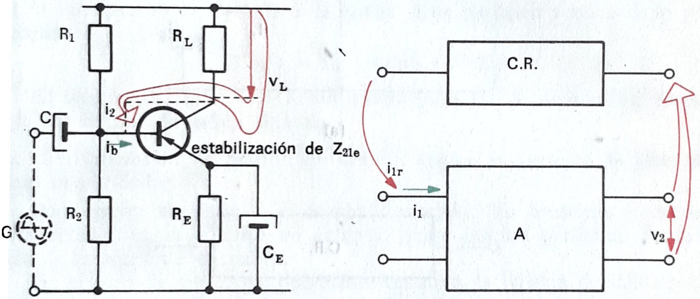
$$i_2/v_1 = g_{21} \text{ para } v_2 = 0.$$

contrarreacción de corriente en paralelo


R1
RL
— VCC
C1
ibr
ib
ic
estabilización de h21e
G
R2
RE
CE
+ VCC
C.R.
i1r
i1
i2
A

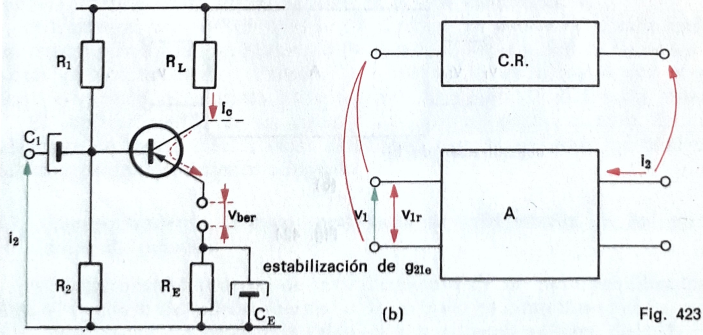
(a) (b) Fig. 421

contrarreacción de tensión en paralelo

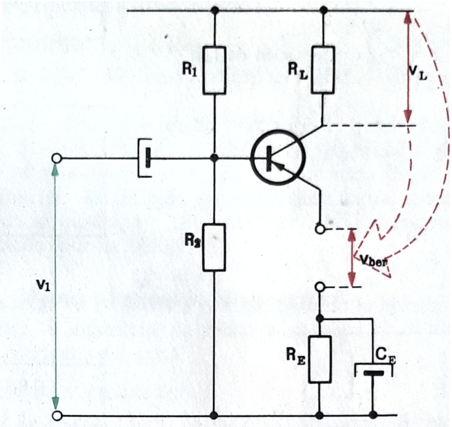

R1
RL
VL
C
i2
ib
estabilización de Z21e
G
R2
RE
CE
C.R.
i1r
i1
A
V2

(a) (b) Fig. 422

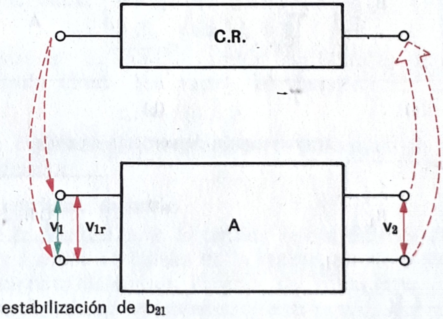
contrarreacción de corriente en serie


R1
RL
ic
C1
i2
Vber
R2
RE
CE
estabilización de g21e
C.R.
i2
V1
V1r
A

(a) (b) Fig. 423


R1
RL
VL
R2
V1
Vber
RE
CE

(a)


C.R.
A
V1
V1r
V2
estabilización de b21

(b)

Fig. 424

El término $g_{21}$ (para $v_2 = 0$) no es otro que la pendiente del transistor, estando los bornes de salida cortocircuitados.

Por tanto, *la contrarreacción de corriente en serie permite la estabilización de la pendiente del transistor.*

Contrarreacción de tensión en serie

En el circuito de la figura 424 *a*, una fracción de la tensión de salida se reinyecta en forma de tensión en el circuito de entrada del paso; representemos la tensión aplicada en los bornes de entrada por $v_{1r}$.

Partiendo del esquema de principio de la figura 425, *b*, se puede calcular el porcentaje de contrarreacción del circuito: en realidad, sólo expresaremos cualitativamente este porcentaje de reacción negativa en función de la relación:

$$t_{cr} = f\,(v_{1r}/v_2).$$

El cuadripolo del transistor permite el cálculo del parámetro relacionado con estas dos nociones, pero teniendo en cuenta el sentido de transferencia de la energía: de la entrada a la salida. Este parámetro viene dado por la relación:

$$v_2/v_1 = b_{21} \quad \text{(para } i_2 = 0\text{)}.$$

El término $b_{21}$ (para $i_2 = 0$) nos da la ganancia de tensión del transistor con los bornes de salida abiertos.

*La contrarreacción de tensión en serie estabiliza la ganancia de tensión del paso amplificador.*

Para mayor simplificación, hemos distinguido las tensiones y corrientes reinyectadas en el circuito de entrada, expresándolas partiendo de la tensión o la corriente de salida.

En el caso de una carga puramente resistiva, la tensión de salida está relacionada con el valor de la corriente de salida:

$$v_2 = R_L \cdot i_2$$

siendo entonces muy difícil separar estas dos cantidades.

Además es muy difícil asignar un circuito en exclusiva a cada uno de los cuatro principios que acabamos de estudiar; en la práctica, todos los circuitos de contrarreacción tienen más o menos puntos comunes con el conjunto de principios teóricos perfectamente separados en el estudio anterior.

El establecimiento de un circuito de contrarreacción, a falta de poder adaptarse de forma ideal a estos principios, permite discernir las tendencias del tipo de funcionamiento adoptado.

## 5.7. Comportamiento térmico; problemas de refrigeración de los transistores de potencia

Al desarrollar el proceso de establecimiento de un paso amplificador en clase A (régimen de señales fuertes) o de un paso en contrafase hemos pasado muy de prisa por los problemas relativos a la potencia máxima disipada en el colector.

Sin embargo, esta potencia depende de cierto número de factores que es indispensable desarrollar ahora. Veamos primero los diferentes elementos que da el fabricante en sus textos.

La potencia disipada en la unión colector-base de un transistor es función de la tensión aplicada en bornes de esta unión y de la corriente que la atraviesa:

$$P_{CB} = P_C = V_{CB} \cdot I_C.$$

Sin cometer grandes errores, podemos admitir que en régimen normal de funcionamiento la tensión colector-base es casi igual a la de colector-emisor, de donde:

$$V_{CB} = V_{CE}.$$

En estas condiciones, la potencia disipada en el colector se presenta en la forma:

$$P_C = V_{CE} \cdot I_C$$

ecuación muy importante cuando el transistor se usa en circuito de emisor común (fig. 425).

La corriente de colector está relacionada, por una parte con el valor de la corriente de base y, por otra, con el de la corriente residual, o sea:

$$I_C = \beta I_B + I_R.$$

En una obra anterior ("Diodos y transistores. Teoría general"; capítulo 24: Estabilidad térmica) hemos insistido en particular en la noción de corriente residual de un transistor en circuito de emisor común; no vamos a repetir las explicaciones dadas entonces, sino que nos limitaremos a recordar la curva de las variaciones de esta corriente en función del valor de la resistencia continua colocada en serie en el circuito de base.

En realidad, las fluctuaciones de la corriente de colector en función de la temperatura no dependen exclusivamente de las variaciones de la corriente residual (véase la influencia de la posición de la recta de ataque en continua sobre el valor de la corriente de base, en el caso de una elevación de temperatura), sino que, sobre todo, están ligadas al valor de la temperatura de la unión colector-base.

La relación que permite calcular esta temperatura en función de la ambiente y de la potencia disipada en el colector tiene la forma:

$$T_j = T_{\mathrm{amb}} + K \cdot P_C.$$

En esta ecuación, el término $K$ representa una resistencia térmica. Veamos con más detalle esta noción un poco particular, pues de su valor depende en gran parte la potencia máxima que puede dar un transistor.

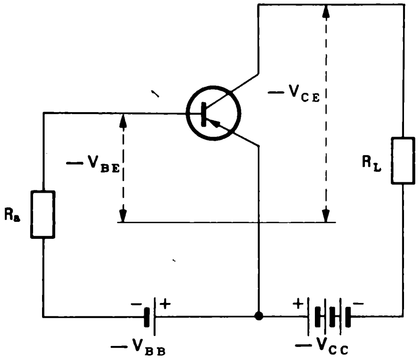

$-V_{CE}$
$-V_{BE}$
$R_s$
$R_L$
$-$ +
+ $-$
$-V_{BB}$
$-V_{CC}$

Fig. 425

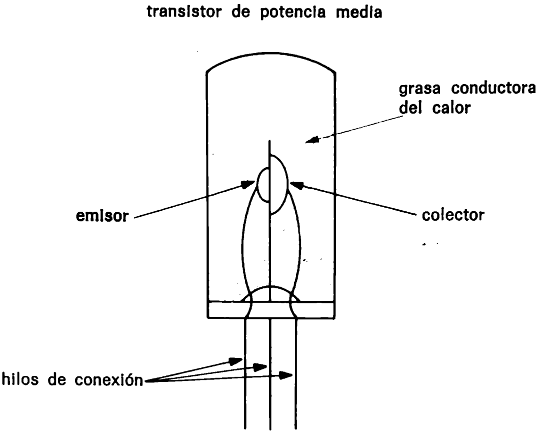

transistor de potencia media
grasa conductora del calor
emisor
colector
hilos de conexión

Fig. 426

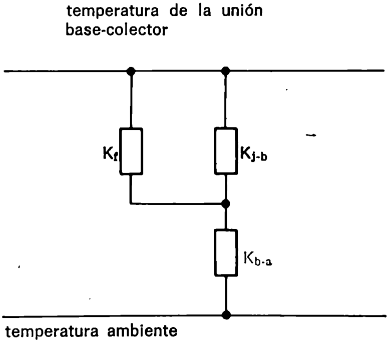

temperatura de la unión base-colector
$K_f$
$K_{j\text{-}b}$
$K_{b\text{-}a}$
temperatura ambiente

Fig. 427

La potencia disipada en el colector es función de la diferencia que existe entre la temperatura de la unión colector-base y la temperatura ambiente:

$$K_{J-\text{amb.}} \cdot P_C = T_J - T_{\text{amb.}}.$$

Esta potencia es también función inversa del valor de la resistencia térmica representada por el término $K_{J-\text{amb.}}$, en la ecuación anterior:

$$P_C = (T_J - T_{\text{amb.}})/K_{J-\text{amb.}}$$

La resistencia térmica $K_{J-\text{amb.}}$ está expresada, en principio, en (°C/W); para hallar esta unidad basta recurrir a la ecuación:

$$K_{J-\text{amb.}} = (T_J - T_{\text{amb.}})/P_C.$$

El término $(T_J - T_{\text{amb.}})$ expresa una diferencia de temperatura, en grados Celsius (°C); la potencia disipada en el colector viene dada en vatios (W) o en milivatios (mW), según el tipo de transistor usado.

*Determinación de la resistencia térmica (transistores de poca potencia)*

Si examinamos el corte de un transistor, comprobamos que la unión colector-base está separada de la cápsula por una zona de cierto espesor, llena de una grasa especial en el caso de los transistores de potencia. Dado que, en funcionamiento, la energía calorífica almacenada en la unión debe ser evacuada por intermedio de la cápsula del transistor este calor debe pasar desde el punto más caliente al más frío o sea de la unión colector-base hacia la cápsula del transistor.

Esta zona ofrece cierta resistencia al paso del calor, de ahí la noción de resistencia térmica, v como esta resistencia está entre la unión y la cápsula del transistor se representará por el término $K_{jb}$.

La energía calorífica almacenada en la unión colector-base puede hallar otro camino, determinado por el conjunto de hilos de conexión de la figura 426. También se puede expresar una resistencia térmica ligada exclusivamente a estos hilos, y de ahí el apelativo de $K_f$.

Un primer esquema térmico equivalente (fig. 247), entre la unión colector-base y la cápsula del transistor, comprende, por tanto, dos resistencias térmicas en paralelo: $K_{jb}$ (resistencia térmica entre la unión y la cápsula) y $K_j$ (resistencia térmica debida a los hilos de conexión del transistor).

En régimen de funcionamiento, ¿está la cápsula del transistor a una temperatura superior a la ambiente?

Para darse cuenta de ello basta con tocar la cápsula de un transistor de potencia en funcionamiento. En estas condiciones, el calor transmitido a la cápsula debe ser evacuada en seguida; este efecto se puede representar también por una resistencia térmica, que se situará entre la cápsula y el medio ambiente: de ahí el llamarle $K_{ba}$.

El esquema térmico equivalente de un transistor comprende:

- Un conjunto de resistencias térmicas entre la unión colector-base y la cápsula, que son:
  - La resistencia térmica $K_{jb}$ entre la unión y el estuche;
  - la resistencia térmica $K_f$ (evacuación del calor por los hilos de conexión);
- entre el punto común a estas dos resistencias y el medio ambiente hay una resistencia térmica incluida entre el estuche del transistor y el medio ambiente ($K_{ba}$).

El conjunto representado en la figura 428 constituye el esquema térmico equivalente de un transistor, cuando está colocado directamente en el medio ambiente.

Ahora hay que considerar dos casos, según que se use un transistor de poca potencia o de gran potencia.

### *Transistor de poca potencia*

Se entiende por transistores de poca potencia aquellos cuya fijación al chasis se hace, bien por medio de hilos de conexión o bien directamente con la cápsula del transistor, con ayuda de una brida. Este tipo de transistor está representado en la figura 426.

En el caso de una fijación mediante los hilos de conexión, el esquema térmico equivalente es el de la figura 428.

En el caso de fijación de la cápsula con una brida metálica, el esquema térmico equivalente queda ligeramente modificado. El hecho de derivar una brida metálica entre el estuche y el medio ambiente se traduce en una mejora de la evacuación del calor almacenado en la cápsula del transistor.

La conducción térmica de la placa metálica utilizada es muy superior a la del medio ambiente; la mejora de las condiciones térmicas entre la cápsula y el medio ambiente equivale a poner en paralelo una resistencia térmica con la $K_{ba}$. En la figura 429 esta resistencia está representada por $K_h$.

La influencia de esta resistencia en el funcionamiento del transistor es cierta (se trata, naturalmente, del funcionamiento de potencia para el transistor).

En la ecuación $P = (T_j - T_{\text{amb.}})/K_{j-\text{amb}}$, el último término representa la resistencia térmica equivalente al conjunto del esquema de la figura 428.

El colocar en paralelo una resistencia térmica con la $b_{ba}$ provoca una disminución de la resistencia térmica del conjunto, o sea un aumento de la potencia máxima disipada en el colector del transistor, para una misma diferencia de temperatura entre la unión colector-base y el ambiente.

Este fenómeno se ve perfectamente en la característica que representa las variaciones de la potencia máxima disipada en el colector en función de la temperatura ambiente (fig. 430). El utilizar una aleta de fijación provoca una rotación de la característica hacia un aumento de la potencia admisible en el colector para una misma temperatura ambiente.

esquemas equivalentes térmicos de un transistor (señales débiles)

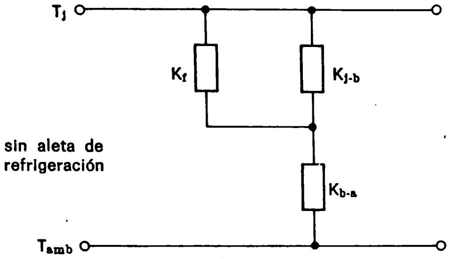

$T_j$
$K_f$
$K_{j\text{-}b}$
sin aleta de refrigeración
$K_{b\text{-}a}$
$T_{amb}$

Fig. 428

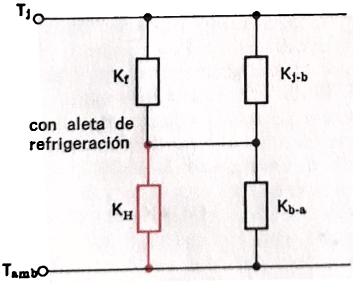

$T_j$
$K_f$
$K_{j\text{-}b}$
con aleta de refrigeración
$K_H$
$K_{b\text{-}a}$
$T_{amb}$

Fig. 429

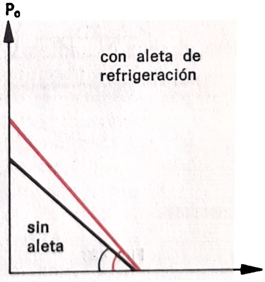


Fig. 430

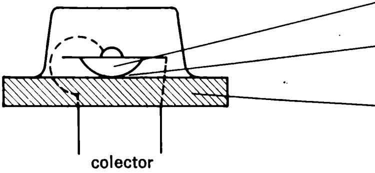


Fig. 431

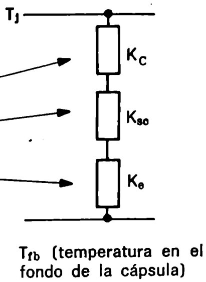

$T_j$
$K_C$
$K_{so}$
$K_e$
$T_{fb}$ (temperatura en el fondo de la cápsula)

Fig. 432

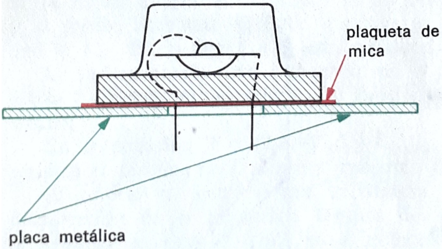

plaqueta de mica
placa metálica

Fig. 433

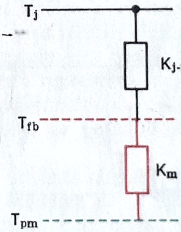

$T_j$
$K_{j\text{-}fb}$
$T_{fb}$
$K_m$
$T_{pm}$

Fig. 434

### *Transistor de potencia*

El esquema térmico equivalente de un transistor de potencia es, en principio, bastante diferente del establecido en la página anterior, lo que se debe a la diferencia de sistema de fijación en los dos tipos de transistores.

La figura 431 representa el corte de un transistor de potencia; la fijación de este transistor se hace en un plano horizontal que puede ser, por ejemplo, una placa metálica. Sin embargo, para poder ver este problema con un aspecto más sencillo, omitimos por el momento la influencia de esta placa metálica.

El zócalo de tal transistor constituye la parte metálica más importante, ya que es en él donde se va a efectuar la mayor evacuación de calor entre la unión colector-base y el medio ambiente.

Este espacio se puede comparar a una resistencia térmica que representaremos por el término $K_{js}$.

En realidad, esta resistencia térmica comprende otras tres en serie, que son (fig. 432):

— resistencia térmica debida a la difusión de calor en el colector del transistor;

— resistencia térmica debida a la soldadura del colector;

— resistencia térmica debida a la difusión de calor en la caja metálica del transistor;

Sin embargo, no es indispensable expresar en cifras estos tres efectos, que, por otra parte, nunca están diferenciados por el fabricante en los datos contenidos en sus textos.

En la práctica, estos transistores de potencia se ponen siempre en una placa metálica; tratemos de desarrollar ahora el esquema térmico equivalente de este nuevo conjunto (fig. 433).

El esquema equivalente propio del transistor es casi siempre idéntico al de la figura 432, correspondiendo la parte inferior de este esquema a la superficie de contacto del zócalo.

Para obtener mejores condiciones de refrigeración, la cápsula del transistor está unida directamente al colector; es indispensable, en estas condiciones, aislar eléctricamente dicha cápsula de la plaqueta metálica, que con mucha frecuencia está en contacto directo con el chasis.

El aislamiento eléctrico se obtiene colocando entre la cápsula del transistor y la placa de metal una o dos arandelas de mica. Consideradas las pequeñas tensiones que se manejan (por lo menos, en lo que se refiere a los semiconductores de germanio), estas arandelas de mica pueden ser muy delgadas. Sin embargo, ofrecen cierta resistencia al paso del calor, por lo que debemos tener esto en cuenta en el esquema térmico equivalente del transistor (resistencia $K_m$ de la figura 434).

¿Qué posibilidades hay ahora de difundir el calor almacenado en el zócalo del transistor?

Hay dos caminos:

- Por una parte, difusión de la energía calorífica almacenada en el zócalo a la placa de refrigeración, mediante las arandelas de mica.
- Por otra parte, difusión parcial de esta energía por medio de la cápsula del transistor.

En el primer caso, la resistencia térmica correspondiente queda derivada entre la resistencia debida a las arandelas de mica y el ambiente (resistencia $K_h$ de la figura 435).

En el segundo caso, la difusión de calor se hace directamente entre el zócalo y el refuerzo metálico por medio de la cápsula (resistencia $K_{eb}$ de la figura 436).

La nueva resistencia térmica, equivalente al conjunto de las contenidas en el esquema equivalente de la figura 436, está dada por:

$$K_{\text{eqj}} = K_{J-\text{amb.}} = K_{jm} + K_b(K_m + K_h)/K_b + K_m + K_h.$$

Como en el caso anterior, una disminución de la resistencia térmica equivalente acarrea un aumento de la potencia máxima que puede disiparse en la unión colector-base de un transistor (para una temperatura ambiente dada).

Esta conclusión, por otra parte, está confirmada por la ecuación:

$$P_C = (T_J - T_{\text{amb.}})/K_{J-\text{amb.}}$$

y controlada gráficamente por la característica que da la potencia disipada en el colector en función de la temperatura ambiente.

Las comprobaciones que hemos hecho con ocasión de este estudio son tan válidas para los diodos como para los transistores; los problemas de fijación son absolutamente idénticos, según que hayamos de utilizar diodos de pequeña o gran potencia.

### 5.8. Cálculo de las placas de refrigeración

En la expresión de la resistencia térmica equivalente a un transistor de potencia asociado a una placa de refrigeración, más conocida con el nombre de radiador, la resistencia térmica de esta placa interviene en gran parte en la expresión de la potencia máxima disipada en el colector del transistor.

El problema consiste, pues, en determinar la superficie y el espesor óptimos del radiador utilizado, para obtener el valor calculado de resistencia térmica exigida para este radiador.

No es cosa de desarrollar aquí una teoría completa del cálculo de la resistencia térmica de una plaquita metálica, por lo que nos contentaremos con indicar las ecuaciones prácticas que permitirán el cálculo rápido de la superficie y el espesor del radiador.

Es muy importante, sin embargo, observar que la posición de esta plaquita, así como el estado de su superficie, influyen considerablemente en el valor de la resistencia térmica correspondiente. Será indispensable tenerlo en

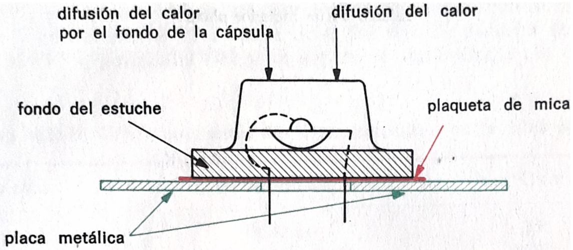

difusión del calor
por el fondo de la cápsula
difusión del calor
fondo del estuche
plaqueta de mica
placa metálica

Fig. 435

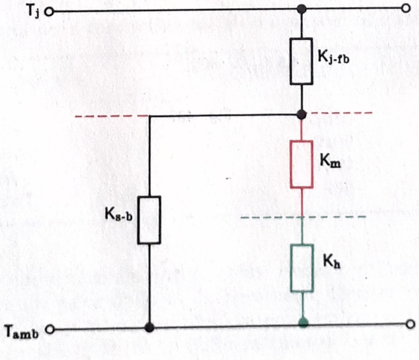

Tj
Kj-fb
Km
Ks-b
Kh
Tamb

Fig. 436

## cálculo de un radiador plano

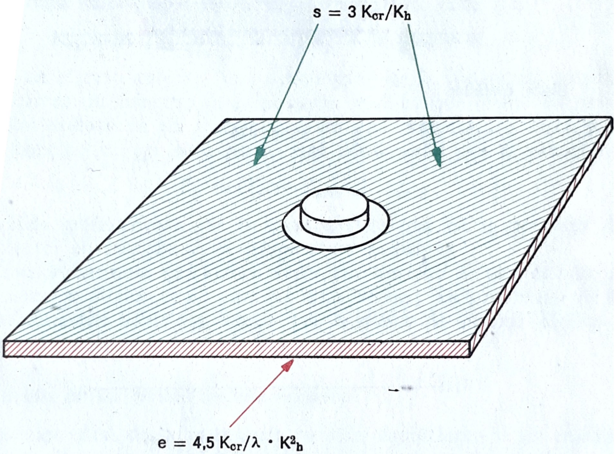

$s = 3\ K_{cr}/K_h$
$e = 4{,}5\ K_{cr}/\lambda \cdot K^2_h$

Fig. 437

cuenta en las ecuaciones que seguirán. Además, el metal utilizado interviene directamente sobre el valor de esta resistencia.
Para un valor dado de resistencia térmica (o sea $K_h$, dada en °C/W), la superficie del radiador (fig. 437) está dada por la ecuación:

$$S = 3\ K_{cr}/K_h.$$

En esta fórmula aproximada, en que la superficie está expresada en cm$^2$ y $K_h$ en °C/W, el término $K_{cr}$ es una constante relacionada con la posición del radiador y con el estado de su superficie. Tal tipo de radiador se puede poner vertical (*V*) u horizontal (*H*) y su superficie ser brillante (*B*) o ennegrecida (*N*).

Los diferentes valores de las constantes $K_{cr}$ están resumidas en la tabla inferior:

| Posición | Superficie | $K_{cr}$ (°C-cm$^2$/W) |
|---|---|---|
| Vertical | Brillante | 350 |
| Vertical | Ennegrecida | 260 |
| Horizontal | Brillante | 410 |
| Horizontal | Ennegrecida | 290 |

En las mismas condiciones, el espesor de este radiador está dado por:

$$e = 4{,}5\ K_{cr}/\lambda \cdot K_h^2$$

En esta ecuación, $e$ está expresado en cm, y $\lambda$ indica la conductibilidad del material utilizado.

Recordemos los valores de la conductibilidad de los principales materiales empleados:

| Material utilizado | Conductibilidad (W/°C-cm · 10$^3$) |
|---|---|
| Cobre | 3880 |
| Aluminio | 2100 |
| Latón | 1200 |
| Acero | 450 |

Con esta tabla comprobamos que el cobre permite utilizar un radiador de menor espesor para un valor dado de la resistencia térmica. Las dos fórmulas relativas a la superficie y al espesor del material utilizado son muy sencillas de utilizar, y su aproximación es lo suficientemente buena para que se usen con bastante frecuencia en la práctica.

Las dos ecuaciones que acabamos de escribir corresponden a condiciones óptimas de cálculo de las plaquitas de refrigeración; el peso del metal necesario es mínimo, en estas condiciones, para la posibilidad de refrigeración determinada en el cálculo.

### *Proceso de cálculo de un radiador*

El problema que se presenta en el cálculo de un radiador es el siguiente: Calcular la superficie y el espesor de una placa de metal de un tipo determinado, en función de un valor muy preciso de la resistencia térmica del radiador.

Lo primero que hay que hacer es calcular la resistencia térmica del radiador.

### Cálculo de la resistencia térmica del radiador

Si consideramos la característica de la potencia máxima disipada en el colector de un transistor, en función de la temperatura ambiente $P_{C\text{max.}} = f(T_{\text{amb.}})$ de la figura 438, a una temperatura definida corresponde un valor preciso de la potencia de colector. Este caso está relacionado, por ejemplo, con las posiciones de los puntos $A$, $B$ y $C$ del gráfico.

Hasta ahora hemos considerado sólo la caracterítisca propia del transistor cuya resistencia térmica total es función inversa de la tangente que forma este gráfico con el eje de abscisas. Recordar la relación:

$$K_{J-\text{amb.}} = (T_J - T_{\text{amb.}})/P_C.$$

El exigir al transistor una mayor potencia disipada en el colector para una misma temperatura (puntos $A$, $B'$ y $C'$) corresponde a hacer girar la característica hacia la parte alta del gráfico. La resistencia térmica equivalente debe ser menor en estas condiciones.

Si $P'_C$ representa el nuevo valor de la potencia máxima disipada en el colector (sabiendo que $P'_C$ es mayor que $P_C$) el valor correspondiente de la resistencia térmica entre la unión colector-base y el medio ambiente viene dado por:

$$K'_{J-\text{amb.}} = (T_J - T_{\text{amb.}})/P'_C.$$

$K'_{J-\text{amb.}}$ es claramente inferior a $K_{J-\text{amb.}}$, siendo la diferencia entre ambos valores de la resistencia térmica total del conjunto función de la relación que existe entre $P_C$ y $P'_C$.

Conociendo el valor de la resistencia térmica entre la unión colector-base y el fondo de la cápsula, parámetro dado siempre por el fabricante con el nombre de $K$, podemos calcular el valor de $K'_{J-\text{amb.}}$, teniendo en cuenta la relación de las potencias disipadas en el colector.

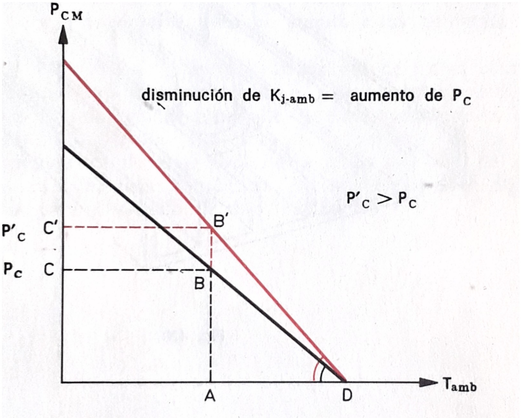

$P_{CM}$
disminución de $K_{j\text{-}amb}$ = aumento de $P_C$
$P'_C > P_C$
$P'_C$
C'
B'
$P_C$
C
B
A
D
$T_{amb}$

Fig. 438

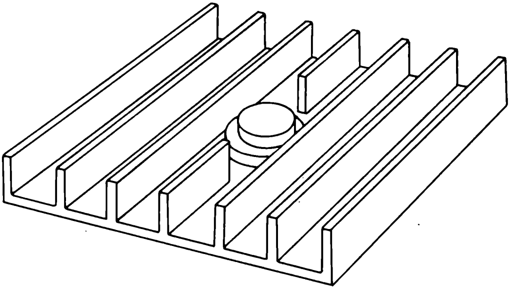


Fig. 439

Utilizando las fórmulas desarrolladas en el estudio de la resistencia térmica equivalente de un transistor de potencia con radiador, es muy sencillo determinar el valor de la resistencia térmica de este radiador ($K_h$).

## Cálculo del radiador

La segunda operación consiste en calcular la superficie del radiador que debe ser utilizado. Sin embargo, dada la importancia de la conductibilidad del metal elegido, es necesario determinar el tipo de metal que se debe usar. El valor de $\lambda$ es entonces conocido.

Si empleamos las ecuaciones anteriores para calcular $S$ y $e$ (véase el apartado "Cálculo de las placas de refrigeración"), obtenemos directamente los valores de la superficie en cm$^2$ y el espesor en cm del radiador plano utilizado.

Considerada la importancia de la posición del radiador y de su superficie en el término $K_{cr}$, será indispensable tener en cuenta estos elementos para calcular este radiador.

En la práctica se utilizan muy a menudo radiadores de forma compleja (figura 439) por ejemplo, para obtener valores lo más pequeños posible de la resistencia térmica. El principio de obtención de estos radiadores es idéntico al que acabamos de desarrollar. Sin embargo, la expresión de los diferentes parámetros geométricos de estas aletas, en función del valor de la resistencia térmica es un poco más complicada. Algunos formularios dan las ecuaciones necesarias para el cálculo de estos radiadores.

## CAPITULO 6

# CIRCUITOS COMPLEMENTARIOS EN AUDIOFRECUENCIA

Hay algunos circuitos que no hemos estudiado en los capítulos anteriores y que son sin embargo muy utilizados, bien en el caso de usar pasos de salida particulares, bien el caso general de obtener mejores resultados en la cadena de amplificación en realización.

Estos diferentes circuitos se pueden clasificar en el siguiente orden:
— pasos desfasadores,
— circuitos de corrección (control de tono),
— circuitos de regulación del nivel de señal en la cadena de amplificación.

## 6.1. Pasos desfasadores

Cuando se utiliza en una cadena de amplificación de audiofrecuencia un paso en contrafase con transformador de salida o sin él, es indispensable disponer a su entrada de dos tensiones en oposición de fase.

¿Cuáles son los circuitos que permiten tal resultado? Se pueden clasificar en tres grandes categorías:
— los transformadores,
— un solo transistor, cargado simultáneamente en el colector y en el emisor (circuito emitodino),
— dos transistores en cascada.

### *Transformadores*

Los diferentes pasos en contrafase (con transformadores de salida o sin él) estudiados en el capítulo anterior se excitaban mediante el secundario de un transformador. Este secundario disponía de una toma media, de forma que pudiera transmitir en cualquier instante a los dos transistores $T_1$ y $T_2$ que formaban el paso de salida (figura 440) dos señales idénticas de amplitud, pero en oposición de fase.

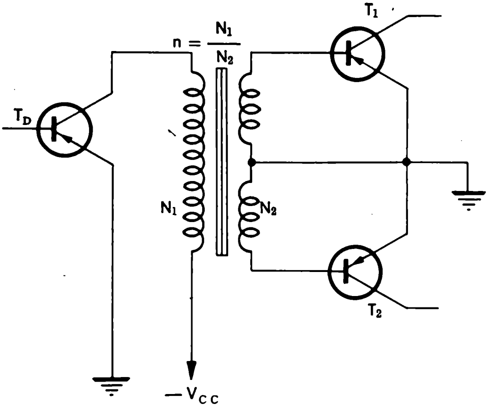
No nos detendremos detalladamente en el funcionamiento de tal transformador; constituye, en verdad, el conjunto más sencillo y a la vez el más eficaz para obtener el resultado buscado.

En el estudio de los sistemas de acoplo, hemos insistido en algunos defectos inherentes al transformador, en particular en lo referente a problemas de transmisión de frecuencia con la mayor fidelidad posible.

Un buen transformador exige un volumen muy importante de chapa de muy buenas cualidades; de ahí resultan dos grandes inconvenientes:
— un precio de coste muy elevado,
— un volumen y sobre todo un peso muy grande.

Estos dos inconvenientes explican el empleo poco frecuente, a pesar de todo, de sistemas de desfase con transistores; estudiemos en primer lugar el primer tipo de montaje.

desfase por transformador



T1
$n = \frac{N_1}{N_2}$
TD
N1
N2
T2
—Vcc

Fig. 440

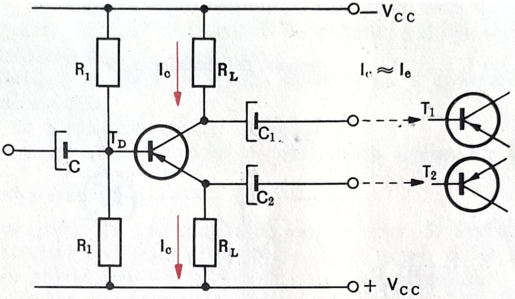

$-V_{CC}$
$R_1$
$I_c$
$R_L$
$I_c \approx I_e$
$T_1$
$T_D$
$C$
$C_1$
$C_2$
$T_2$
$R_1$
$I_c$
$R_L$
$+V_{CC}$

Fig. 441

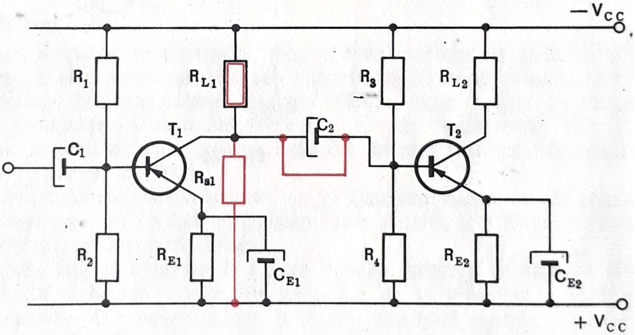

$-V_{CC}$
$R_1$
$R_{L1}$
$R_3$
$R_{L2}$
$T_1$
$C_2$
$T_2$
$C_1$
$R_{s1}$
$R_2$
$R_{E1}$
$C_{E1}$
$R_4$
$R_{E2}$
$C_{E2}$
$+V_{CC}$

Fig. 442

### *Circuito emitodino*

El principio de funcionamiento de tal circuito es muy sencillo. Los circuitos de colector y emisor están atravesados por variaciones de corriente prácticamente idénticas; estas variaciones son función de la energía inyectada en el circuito de entrada del transistor, o sea en el de base-emisor de un transistor con emisor común.

Si se colocan en los circuitos de colector y emisor de este transistor dos resistencias de valor idéntico ($R_L$ y $R_E$ en la fig. 441) las variaciones de tensión que aparecen en bornes de estas resistencias tendrán igual valor, pero estarán en oposición de fase.

$$V_S = R_L \cdot I_c \# R_E \cdot I_e,$$

sabiendo que $I_c$ es muy poco diferente de $I_e$.

La inversión de fase se explica porque la tensión recogida en bornes de la resistencia $R_L$ es, en cuanto a variación de tensión, la diferencia entre la tensión de alimentación y la caída de tensión provocada por el paso de la corriente $I_c$ en esta resistencia, en tanto que la tensión en bornes de $R_E$ viene dada directamente por el producto de esta resistencia y la corriente de emisor que la atraviesa.

La realización de tal circuito parece, pues, excesivamente sencilla, pero no hay que ser demasiado optimistas, pues un estudio más a fondo del paso desfasador emitodino asociado con el contrafase de salida nos permitirá resaltar los problemas planteados por el establecimiento de los acoplos entre dos pasos.

Un transistor puede ser controlado por tensión, por corriente o simultáneamente por ambas (control adaptado). En régimen de señales fuertes hay que considerar dos casos:

- la característica de transferencia de corriente del transistor es lineal; por razones de mínima distorsión es preferible adoptar control por corriente;
- la característica de transferencia de corriente no es lineal; en estas condiciones es mejor utilizar el control por tensión.

Cuando dos transistores están unidos mediante un circuito *RC* (fig. 442), la resistencia de excitación del segundo transistor está determinada por la resistencia equivalente a la de carga del colector del primer transistor en paralelo con la de salida de este mismo transistor.

Volvamos ahora al circuito de la figura 441. La base del transistor $T_1$ está unida mediante un condensador al colector del transistor $T_D$, mientras que la base de $T_2$ está conectada, siempre a través de un condensador, al emisor de $T_D$.

Determinemos los circuitos de excitación de los transistores $T_1$ y $T_2$ que constituyen el paso de salida.

La resistencia de excitación del transistor $T_1$ está determinada por la equivalente a la resistencia de carga del colector ($R_L$) y la equivalente a la resistencia de salida del transistor $T_D$ (resistencia de salida o de un transistor en circuito de emisor común), o sea:

$$R_{a(T1)} = (R_L \cdot R_{s(EC)TD}/R_L + R_{s(EC)T1}.$$

La resistencia de excitación del transistor $T_2$ viene dada por la resistencia equivalente a la colocada en serie con el emisor $T_D$ y en paralelo con la resistencia de salida (circuito de colector común) del transistor $T_D$:

$$R_{a(T_2)} = R_E \cdot R_{S(CC)TD}/R_E + R_{S(CC)TD}.$$

Estas dos ecuaciones se han sacado de la figura 443. Del valor de $R_L$ depende en gran parte el comportamiento del paso de salida Sea un pequeño valor de $R_L$ $(R_L \ll R_{S(EC)TD})$.

Los valores de la resistencia de excitación son sensiblemente iguales y están determinados prácticamente por la resistencia de carga del transistor $T_D$, ya que por definición:

$$R_L = R_E$$

En la práctica, la resistencia de carga en continua del colector de un transistor se elige de valor lo más cercano posible a la resistencia de salida; en estas condiciones, $R_L$ es relativamente importante, y lo mismo ocurre con la resistencia colocada en serie con el emisor de $T_D$.

Si se calculan de nuevo los valores de las resistencias de excitación de los transistores $T_1$ y $T_2$, se comprueba que para $T_1$ esta resistencia es relativamente grande (sensiblemente, la mitad de la de salida del transistor $T_D$); por lo contrario, es mucho menor para $T_2$, ya que el elemento que más influye es la pequeña resistencia de salida de $T_D$, dado su montaje con colector común.

El transistor $T_1$ está excitado, por tanto, por un generador de gran resistencia interna, encontrándose, pues, controlado por corriente.

El transistor $T_2$ está excitado por un generador de pequeña resistencia interna, estando, por tanto, controlado por tensión (o un control próximo al adoptado).

Tal desequilibrio de los sistemas de control puede originar perturbaciones en el funcionamiento del paso de salida.

Si nos referimos a las dos clases de características de transferencia de los transistores, es indispensable prever las siguientes modificaciones en el paso desfasador:

En el caso de características de transferencia de corriente lineal; los dos transistores deben ser atacados con control por corriente. El transistor $T_1$ queda excitado en buenas condiciones; por lo contrario, es indispensable aumentar la impedancia de ataque del transistor $T_2$. Este resultado se puede obtener colocando una resistencia entre el emisor del transistor principal y ya base de $T_2$ (fig. 444). Esta asociación exige algunas modificaciones del valor de los elementos que forman el paso desfasador.

En el caso de una característica de transferencia de corriente no lineal, los dos transistores deben estar controlados por generadores de pequeña resistencia interna (control por tensión).

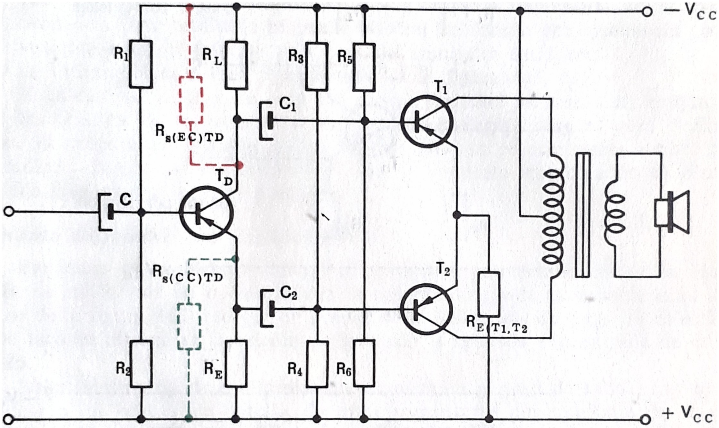

− Vcc
R1
RL
R3
R5
T1
C1
Rs(EC)TD
TD
C
Rs(CC)TD
T2
C2
RE(T1,T2)
R2
RE
R4
R6
+ Vcc

Fig. 443

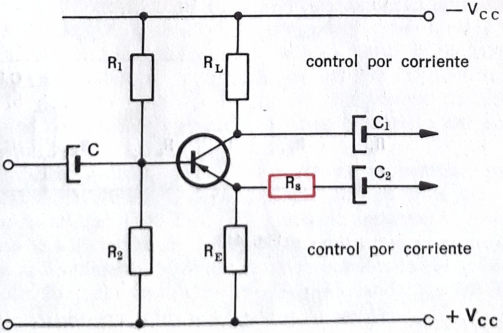

− Vcc
R1
RL
control por corriente
C1
C
Rs
C2
R2
RE
control por corriente
+ Vcc

Fig. 444

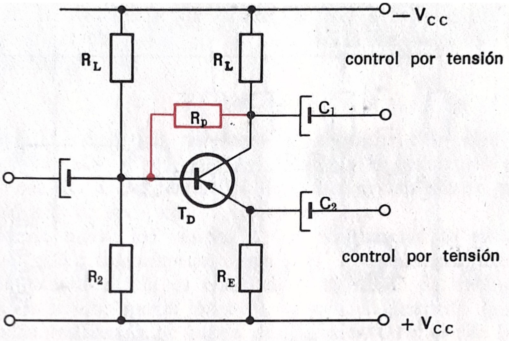

— Vcc
R_L
R_L
control por tensión
R_D
C1
T_D
C2
control por tensión
R2
R_E
+ Vcc

Fig. 445

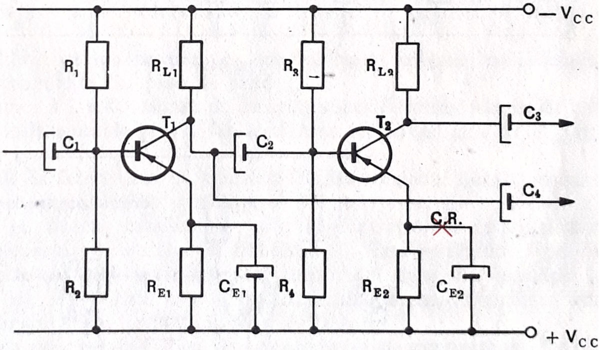

— Vcc
R1
RL1
R3
RL2
T1
T2
C1
C2
C3
C4
C.R.
R2
RE1
CE1
R4
RE2
CE2
+ Vcc

Fig. 446

El transistor $T_2$ se excita con control por tensión; pero $T_1$ se halla controlado por corriente. Para evitar este inconveniente, hay que reducir el valor de la resistencia de excitación del transistor $T_1$; hay dos medios posibles:

- — disminuir el valor de la resistencia de carga de colector del transistor excitador y, simultáneamente, reducir en las mismas proporciones el valor de la resistencia colocada en serie en el emisor de este transistor;
- — disminuir la resistencia de salida del transistor excitador (se trata de la resistencia colector-emisor de este transistor); para ello basta con prever una contrarreacción (reacción negativa) bastante importante en el paso excitador. Este resultado se puede obtener colocando una resistencia conveniente entre el colector y la base del transistor excitador.

La última solución está representada en la figura 445, *a*.

El cálculo de tal paso se hace con mucha facilidad partiendo del conjunto de las familias de características del transistor elegido para el paso excitador. El proceso de establecimiento de este paso es prácticamente similar al estudiado durante el establecimiento de un proyecto amplificador en clase A fija (régimen de señales fuertes).

### *Circuito desfasador con dos transistores*

Partiendo del principio que en un transistor con emisor común la tensión de salida está en oposición con la entrada, se puede (si consideramos el paso de la figura 446) recoger en bornes de la resistencia de carga de colector una tensión alterna en oposición de fase con la aplicada a la entrada de este paso.

Dada la simetría de los transistores usados en el paso de salida, hay que aplicar a los bornes de entrada de estos transistores dos tensiones de valor idéntico. El segundo paso de la figura 446 debe disponer de una ganancia igual a la unidad; si es superior a este valor, es indispensable prever un sistema divisor para excitar el segundo transistor del paso de salida en contrafase.

En la práctica se usa con frecuencia un sistema que comprende dos transistores en cascada, siendo la ganancia del segundo paso igual a la unidad.

El empleo de un circuito divisor de tensión tiene el inconveniente de desequilibrar las resistencias de excitación de los dos transistores del paso en contrafase, lo que nos sitúa de nuevo en condiciones desfavorables de excitación, puestas de manifiesto cuando hicimos el estudio del circuito desfasador emitodino.

Pero la realización práctica de tal conjunto no es sencilla, pues el empleo de dos transistores idénticos, sabiendo que uno de ellos debe tener una ganancia igual a la unidad y el otro una ganancia netamente superior, exige en el primer paso la utilización de circuitos de contrarreacción, lo que origina una disminución relativamente importante de la resistencia de salida del transistor considerado. El mejor resultado se obtiene cuando los dos transistores de la figura 446 tengan una ganancia igual a la unidad.

Esta solución corre el riesgo de ser muy onerosa, razón por la cual se prefiere a menudo la solución que consiste en utilizar el transformador o en su defecto el circuito emitodino con un solo transistor.

## 6.2. Circuitos de corrección de frecuencia

Los circuitos de corrección de frecuencia, más conocidos con el nombre de "control de tono", se encuentran siempre en la práctica en serie con el circuito de entrada de un paso amplificador, estando este último en una posición intermedia en la cadena de amplificación de audiofrecuencia.

El objeto de este circuito es reforzar o atenuar la amplitud de la señal aplicada a la entrada en las frecuencias bajas y altas. No vamos a hacer un estudio detallado de estos circuitos, sino a indicar los principios de su funcionamiento cuando se utilizan en unión con transistores.

Teniendo en cuenta su posición en la cadena de amplificación, en serie entre el circuito de excitación y la entrada del transistor en la figura 447, estos circuitos se deberán considerar ante todo como divisores de corriente. Se puede suponer, efectivamente, el generador como un transistor situado delante del paso estudiado. Considerada la frecuencia del empleo de los acoplos *RC* entre dos preamplificadores, el paso en cuestión está casi siempre controlado por corriente.

El principio de funcionamiento de estos circuitos es muy sencillo: Si examinamos la curva de repuesta amplitud/frecuencia de un paso amplificador de transistores, se comprueba que la ganancia es prácticamente constante y máxima para una banda de frecuencias comprendida entre las bajas y las altas; por lo contrario para las dos frecuencias extremas la ganancia decrece muy rápidamente.

Utilizar un circuito de corrección en frecuencias bajas y altas no es aumentar la ganancia del paso en estas frecuencias para nivelar la curva de la fig. 448, sino más bien reducir la energía inyectada en el circuito de entrada en las frecuencias medias (fig. 449), sin modificar por tanto la ganancia del paso. En estas condiciones se puede inyectar en frecuencias extremas una energía mayor en el circuito de entrada del paso. Esta energía se podrá regular por medio de dos potenciómetros (uno para las frecuencias bajas y el otro para las altas).

La primera conclusión deducida es que tal sistema lleva consigo una disminución bastante clara de la ganancia de potencia de la cadena de amplificación, lo que habrá que tener en cuenta en el cálculo de la ganancia de potencia total, y añadir, si fuera necesario, un paso suplementario.

Vamos a determinar ahora, muy sencillamente, los circuitos fundamentales utilizados para la corrección en frecuencias bajas y altas.

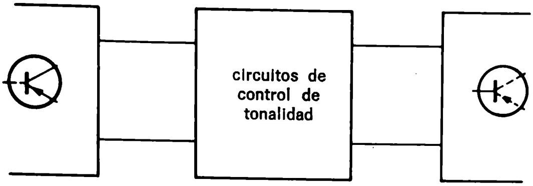

circuitos de
control de
tonalidad

Fig. 447

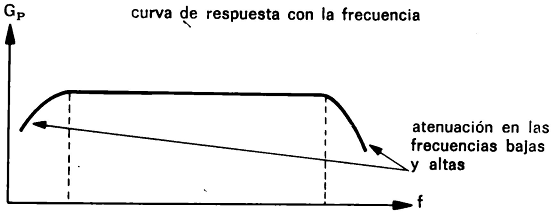


Fig. 448

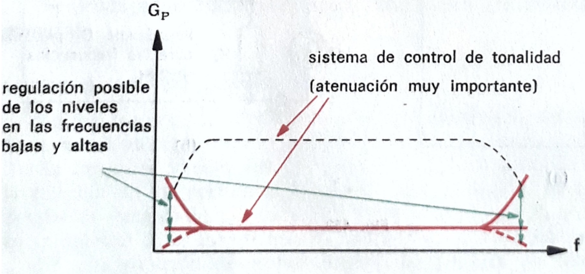


Fig. 449

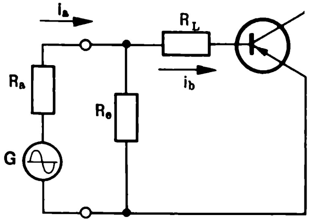

$i_a$
$R_L$
$i_b$
$R_a$
$R_e$
G

Fig. 450

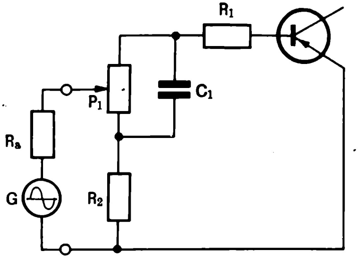
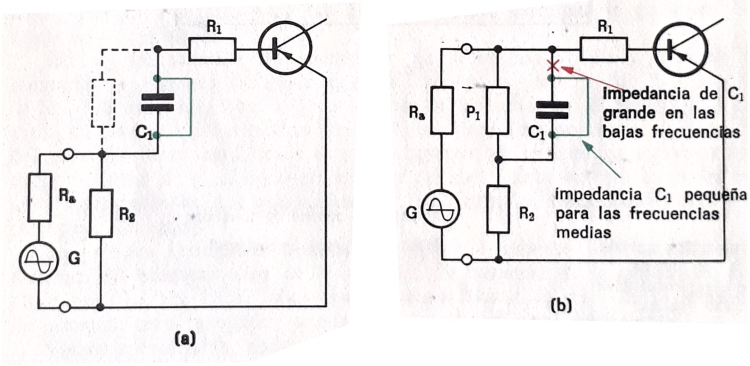

$R_1$
$C_1$
$P_1$
$R_a$
G
$R_2$

Fig. 451


$R_1$
$C_1$
$R_a$
$R_2$
G
(a)
$R_1$
$R_a$
$P_1$
$C_1$
G
$R_2$
(b)

cursor de $P_1$ en posición de baja atenuación suplementaria de las frecuencias bajas

cursor de $P_1$ en posición de alto refuerzo de las frecuencias bajas

**impedancia de $C_1$ grande en las bajas frecuencias**

impedancia $C_1$ pequeña para las frecuencias medias

Fig. 452

### *Corrección en frecuencias bajas*

En frecuencias medias, el circuito es tal, que la corriente dada por el generador se divide en dos partes (fig. 450):

— una, que atraviesa la resistencia $R_1$ y el circuito base-emisor del transistor (parte activa de la corriente);

— otra, que retorna a masa a través de la resistencia $R_2$.

La relación entre estas dos corrientes es función de las dos resistencias. Si $R$ es muy pequeña ante $R_1$, una gran parte de la corriente de excitación se deriva del circuito de entrada del transistor por medio de la resistencia $R_2$.

Modifiquemos el circuito de la figura 450, añadiéndole un potenciómetro $P_1$ y un condensador $C_1$. El nuevo circuito está representado en la figura 451. El condensador tiene un valor medio, del orden de algunas decenas de millar de picofaradios, por ejemplo. ¿Cuál es la influencia de este nuevo circuito sobre la relación que existe entre las corrientes $i_b$ e $i_a$ en las frecuencias medias y en las bajas? Esta influencia es función de la posición del cursor del potenciómetro $P_1$, por lo que haremos este estudio para las dos posiciones extremas de este cursor (en la posición inferior y en la superior).

### Cursor en posición inferior (figura 452 *a*).

La impedancia del condensador $C_1$ es prácticamente despreciable en las frecuencias medias; por lo contrario, aumenta y se hace muy grande en las bajas:

$$Z_{C_1} = 1/\omega C_1.$$

En las frecuencias medias, la relación de corrientes $(i_b/i_a)$ es siempre idéntica a como era en la figura 450; por tanto, no hay atenuación complementaria en estas frecuencias.

En las frecuencias bajas, la impedancia del condensador es muy grande, la relación entre las dos corrientes ha disminuido y es inversa de la relación: $(P_1 + R_1)/R_2$.

Se produce en consecuencia una atenuación suplementaria en estas frecuencias.

### Cursor en posición superior (fig. 452 *b*).

En las frecuencias medias, la pequeña impedancia del condensador mantiene en un valor constante la relación de las corrientes de base y excitación.

En las bajas frecuencias, la impedancia del condensador es muy grande y la relación de las corrientes es mucho más favorable, ya que el circuito de desviación está dado por la suma de las resistencias $P_1$ y $R_2$; sabemos que en la práctica $P_1$ es mayor que $R_1$, siendo esta última más importante que $R_2$.

En esta posición del potenciómetro, se produce un refuerzo de la señal en frecuencias bajas.

### *Corrección en frecuencias altas*

Volvamos al sistema divisor de la figura 450 (o sea, la figura 453). La relación entre $i_b$ e $i_a$ es siempre función de la existente entre las dos resistencias $R_1$ y $R_2$. Añadamos ahora a estos dos elementos, un potenciómetro $P_2$ y dos condensadores, $C_2$ y $C_3$ (sabiendo que $C_2$ es bastante inferior a $C_3$); el circuito modificado está representado en la figura 454.

Determinemos como en el caso anterior la influencia de estos nuevos elementos en el comportamiento en frecuencias medias y altas de la relación $L_b/i_a$.

### Cursor en posición inferior (figura 445 *a*)

La impedancia del condensador $C_3$ es grande para las señales de frecuencias bajas y medias; en cambio, es mucho menor para las de frecuencias elevadas. Como el valor de $C_2$ es claramente menor que el de $C_3$, las conclusiones anteriores son también válidas para la impedancia del condensador $C_2$.

La relación entre los diferentes elementos resistivos está dada por:

$$P_1 > R_1 > R_2.$$

En las frecuencias bajas y medias, la relación $i_b/i_a$ no ha cambiado; este circuito no produce ninguna atenuación o refuerzo de la señal en estas frecuencias.

En las frecuencias altas, la impedancia de $C_3$ es muy pequeña, y la relación $i_b/i_a$ disminuye, siendo la atenuación en estas frecuencias más importante.

### Cursor en la posición superior (fig. 455 *b*).

En las frecuencias medias, la impedancia del condensador es relativamente importante; la relación $i_b/i_a$ no ha variado prácticamente.

En frecuencias altas la impedancia del condensador $C_2$ es muy pequeña; la resistencia $R_1$ está casi cortocircuitada; la relación $i_b/i_a$ aumenta considerablemente y se aproxima a la unidad.

La señal inyectada en el circuito de entrada del transistor está pues, reforzada en las señales de frecuencia alta.

En los amplificadores de audiofrecuencia de muy buena calidad es necesario prever simultáneamente dos sistemas de corrección de frecuencias: uno para señales de frecuencias bajas y el otro para las de altas.

Esto se puede obtener asociando en un solo circuito, derivado entre el generador y el transistor, los dos transistores anteriores (fig. 456).

La explicación del funcionamiento de tal conjunto es muy sencilla: para entenderla y comprender bien el papel de los diferentes elementos, basta dividirlo en dos circuitos básicos, siendo estos últimos absolutamente idénticos a los que acabamos de estudiar.

corrección en frecuencias elevadas

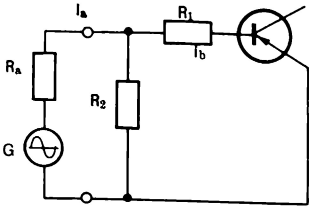

Ia
R1
Ib
Ra
R2
G

Fig. 453

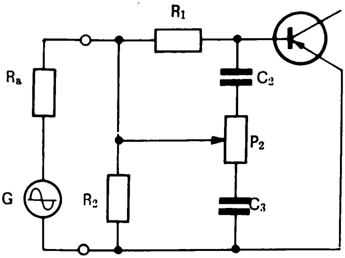
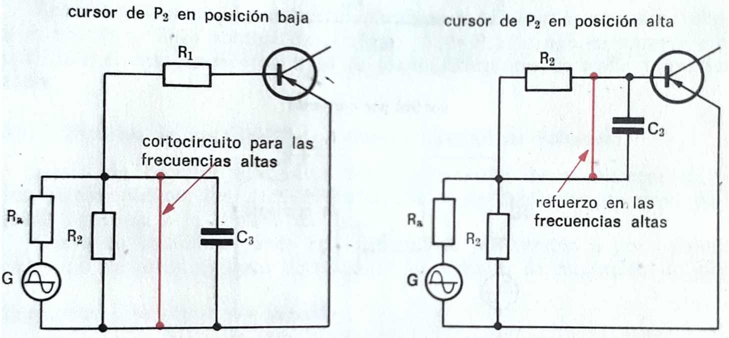

R1
Ra
C2
P2
G
R2
C3

Fig: 454


cursor de P2 en posición baja
R1
cortocircuito para las frecuencias altas
Ra
R2
C3
G
cursor de P2 en posición alta
R2
C2
refuerzo en las frecuencias altas
Ra
R2
G

atenuación en frecuencias altas

(a)

refuerzo de las frecuencias altas

(b)

Fig. 455

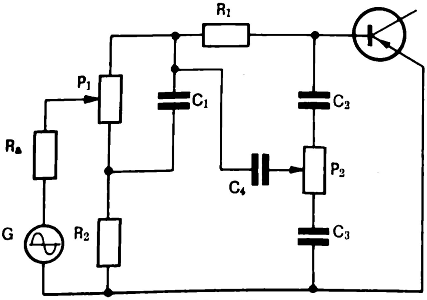

R1
P1
C1
C2
Ra
C4
P2
G
R2
C3

Fig. 456

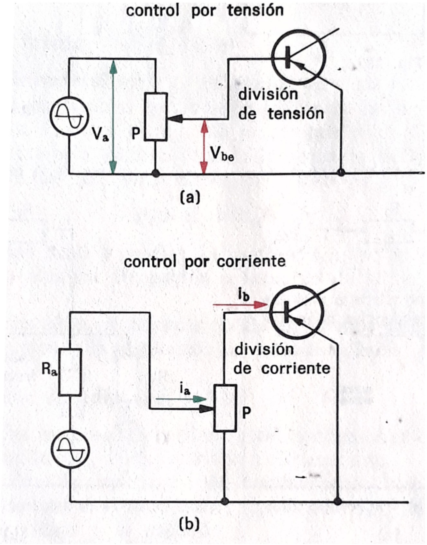

control por tensión
división
de tensión
Va
P
Vbe
(a)
control por corriente
ib
división
de corriente
Ra
ia
P
(b)

Fig. 457

El cálculo de los diferentes elementos es función de cierto número de parámetros, que vamos a enumerar a continuación:

— valor de la impedancia de ataque,

— valor de la impedancia de entrada del paso,

— banda de frecuencia cubierta,

— refuerzo deseado en las frecuencias extremas.

En la práctica siempre es útil acordarse de las relaciones:

$$P_1 > P_2 \ ; \ R_1 > R_2 \quad \text{y} \quad R_a > R_e$$

y para los condensadores:

$$C_1 > C_3 > C_2.$$

En estas relaciones, $R_a$ es la resistencia de ataque y $R_e$ la de entrada del paso.

Recordemos que los circuitos que acabamos de estudiar sólo son válidos si el transistor lleva control de corriente ($R_a > R_e$), lo que es siempre prácticamente el caso cuando se trata de preamplificadores de audio transistorizados.

## 6.3. Circuitos de regulación de volumen (control de volumen)

Antes de concluir el capítulo de amplificación de audiofrecuencia, es conveniente definir los circuitos utilizados en la regulación de nivel de la señal inyectada a la entrada del paso.

Como un transistor puede estar controlado por tensión o por corriente, cada uno de estos sistemas corresponde un circuito de regulación de nivel.

### *Transistor controlado por tensión*

La resistencia interna del generador que excita el transistor es menor que la resistencia de entrada del paso; únicamente controlan al transistor las variaciones de tensión.

El potenciómetro utilizado para regular el nivel de la señal de entrada debe montarse como divisor de tensión (fig. 457, *a*).

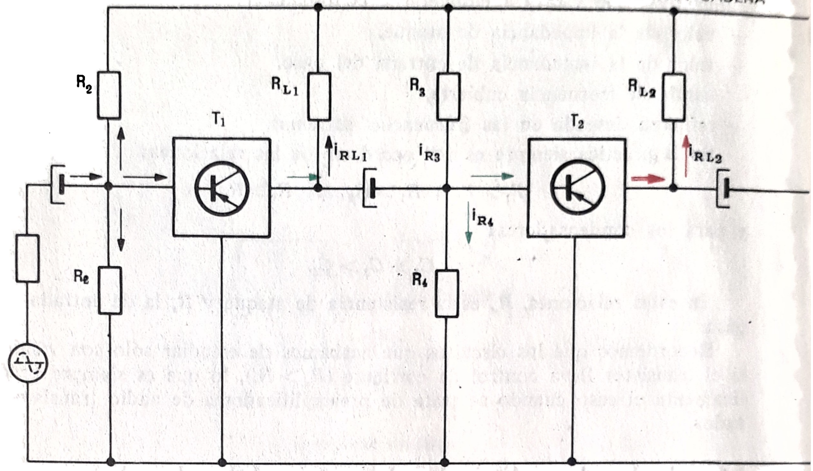
### *Transistor controlado por corriente*

La resistencia del generador que ataca al transistor es mayor que la de entrada del paso; las variaciones de corriente del generador controlan al transistor.

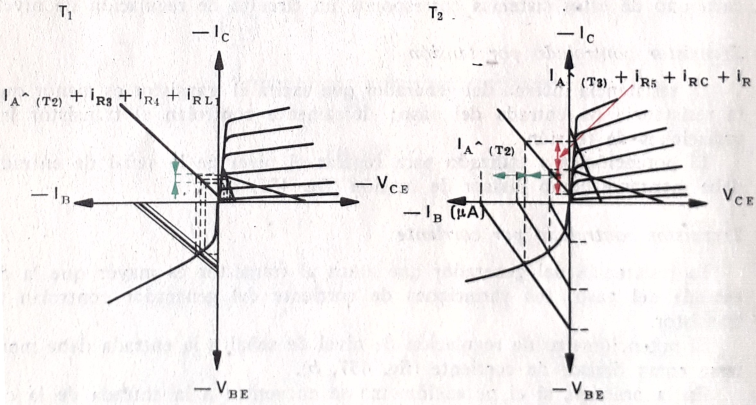
El potenciómetro de regulación de nivel de señal a la entrada debe montarse como divisor de corriente (fig. 457, *b*).

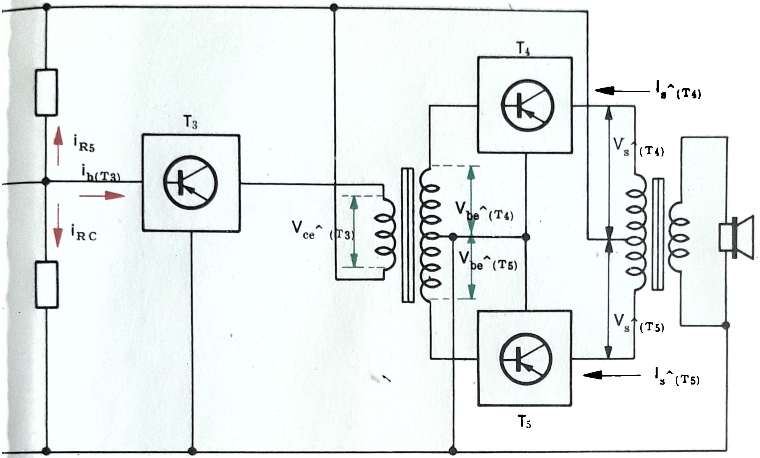
En la práctica, si el potenciómetro se encuentra a la entrada de la cadena de amplificación de audiofrecuencia, son posibles las dos soluciones; en cambio, cuando este regulador de nivel está situado entre dos transistores (circuito de emisor común, por ejemplo) hay que usar la segunda posibilidad.

DETERMINACION GRAFICA DE UNA CADENA

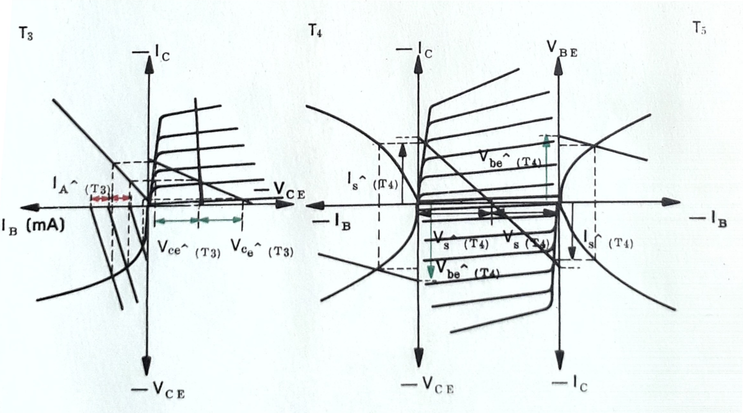

R2
RL1
R3
RL2
T1
T2
iRL1
iR3
iRL2
iR4
R2
R4

POSICION OPTIMA DE




T₃
T₄
T₅
$i_{R5}$
$i_{b(T3)}$
$i_{RC}$
$V_{ce}\hat{}\ (T3)$
$V_{be}\hat{}\ (T4)$
$V_{be}\hat{}\ (T5)$
$V_s\hat{}\ (T4)$
$V_s\hat{}\ (T5)$
$I_s\hat{}\ (T4)$
$I_s\hat{}\ (T5)$

## LOS PUNTOS DE REPOSO



$V_{ce}\hat{}\ _{(T3)} \neq n/2\ V_{be}\hat{}\ _{(T4)}$ en $_{(T5)}$

Fig. 458

4

Del mismo autor:

# DIODOS y TRANSISTORES

**Teoría general. 2.ª edición.**
**Biblioteca Técnica Philips.**

Dada la innegable difusión adquirida por los transistores, es inevitable que cada vez se utilicen más, tanto en el terreno profesional como por los aficionados.

El autor de este libro, con un criterio docente de gran amplitud, expone el funcionamiento de los diodos y transistores, así como sus aplicaciones, sin necesidad de recurrir a las matemáticas superiores y poniendo al alcance de todos las bases esenciales de una manera lo suficientemente clara para que su asimilación se haga sin gran esfuerzo.

Frente a cada página de texto se encuentra una plana de gráficos y esquemas que facilita la tarea del lector, ya que ante su vista tiene las curvas y dibujos que han de ayudarle en la mejor comprensión de los fenómenos explicados.

Cuantos tengan algún interés en la técnica de los semiconductores, hallarán en este libro un compañero valiosísimo que les ayudará en la solución de no pocas de las perplejidades que se presentan en las tareas cotidianas.

**472 páginas. Tamaño, 15,5 × 21,5 cm.**
**450 ilustraciones en varios colores.**

BIBLIOTECA TECNICA PHILIPS

PARANINFO

Meléndez Valdés, 14 y 65
MADRID - 15

Digitalizado sin fines de lucro
por Pato del Averno,
para su blog educativo
blogtecnicodidactico1.blogspot.com
en Buenos Aires, 2024,
con gratitud hacia los dueños,
autores, y editores originales,
y sus descendientes.

Este libro perteneció
al Sr. Néstor Gilardón,
y me fue donado por su viuda,
por sugerencia de nuestro amigo mutuo,
el Sr. Jorge Casalía.